Sped. in abb. postale - Gruppo II

31 DICEMBRE 1951

RADIOTECNICA

teorica e pratica

L. 200

N. 14

MENSILE DIRETTO DA G. TERMINI

PROVA VALVOLE
MOD. 550
A CONDUTTANZA MUTUA



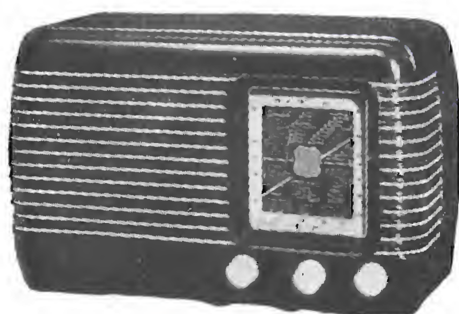
LAEL MILANO S.R.L.

MILANO - CORSO XXII MARZO N. 6 - TELEFONO 585.662

MILANO
Largo La Foppa n. 6

F. A. R. E. F.

TORINO
Via S. Domenico n. 25



Mod. GEMMA
Supereterodina 5 Valvole Rimlock 2 gamme d'onda
Dimensioni 25x10x15
L. 14.500



Mod. FG2 AVORIO
Supereterodina 5 Valvole Octal 2 gamme d'onda e fono
Dimensioni 65x35x25
L. 20.450 (a 4 gamme d'onda L. 1000 in più)

Prima di fare i vostri acquisti interpellateci. Troverete materiale di ottima qualità a prezzi di assoluta concorrenza. Richiedeteci il listino prezzi che inviamo gratis. Dietro rimessa di L. 100 spediamo il catalogo illustrato N. 3.



Questi modelli di scatole di montaggio vengono forniti completi di valvole e mobili con uno sconto speciale del 5% ai lettori di questa Rivista, per pagam. contanti o contrassegno.

Mod. FG4 ARNO
Supereterodina 5 Valvole Octal 4 gamme d'onda e fono
Dimensioni 61x41x35
motorino elettrico FARO - **L. 38.200**



Mod. FG6 SPLENDOR
Supereterodina 5 Valvole Octal 6 gamme d'onda e fono
Dimensioni 67x36x26
L. 24.500



Mod. FP2 AVORIO P
Supereterodina 5 Valvole Octal 2 gamme d'onda e fono
Dimensioni 53x33x32
L. 17.200

V-M TRI - O - MATIC

CAMBIADISCHI AUTOMATICI AMERICANI 3 VELOCITÀ

33 1/3 • 45 • 78

GIRI AL MINUTO

Semplici - Perfetti - Facili ad usarsi



PICK-UP

a doppia testina girevole, puntine di durata illimitata, adatte a suonare qualunque disco

★

COMPLETAMENTE AUTOMATICI

per l' uso di dischi di ogni tipo, normale e a micro solco e di ogni grandezza

★

CAPACITÀ

suonano sino a 12 dischi da 25 cm. o 10 da 30 cm. da 33 1/3 o 78 giri al minuto, oppure dischi da 25 e 30 cm. della stessa velocità frammisti

★

ADATTABILI

su qualsiasi radiofonografo col massimo rendimento. Foggia e tinte studiate per armonizzare sia su mobili antichi che moderni.

MOD. 950 - per montaggio in mobile

MOD. 955 - montato su base metallica

MOD. 170 - montato in valigia ricoperta in pelle con amplificatore e 2 altoparlanti

In vendita presso i migliori negozi Radio

Cias

CIAS TRADING COMPANY

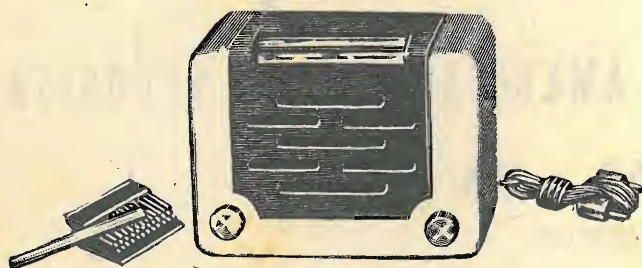
COMPAGNIA ITALO AMERICANA SCAMBI

Via Malta, 2-2 - GENOVA - Telef. n. 56.072

Direzione Commerciale: **M. CAPRIOTTI**

RICEVITORE MARCUCCI "*Alba*"

SUPER M 65



- Supereterodina per onde medie 5 valvole rimlock **"PHILIPS"** serie U.
- Altoparlante **"PHISABA"** in Alnico V.
- Sensibilità, selettività, fedeltà eccezionali.

MOBILE IN UREA (dimensioni cm. 16,5 x 9 x 12)

L' Amico più fedele ....

.... La realizzazione più interessante dell' anno.

La scatola di montaggio completa di mobile e adattatore per tutte le tensioni della rete italiana, ed escluse le valvole, costa Lire **8.250**, completa anche di valvole Lire **13.450**.

Sconto speciale del 5 % ai lettori di questa Rivista.

Spedizioni ovunque. Pagamento anticipato o contrassegno.

M. MARCUCCI & C. - MILANO, Via Fratelli Bronzetti, 37 - Telef. 52.775



GINO CORTI

MILANO

Corso Lodi 108 - Telef. 58.42.26



MEDIE FREQUENZE GRUPPI AD A.F.

normali e speciali per frequenza modulata e televisione



MARCHIO DEPOSITATO

Radio Electa

MUSICALITÀ PERFETTA

A. GALIMBERTI

MILANO

Via Stradivari, 7 - Tel. 20.60.77

COSTRUZIONI RADIOFONICHE



VETRI PER SCALE

E SCALE PER RICEVITORI

NUOVO REPARTO SPECIALE PER LA STAMPA SUL VETRO

MILANO - Corso Lodi n. 106 - Telefono 58.93.55

La Ditta **Radio Auriemma**

MILANO - Via Adige, 3 e Corso P. Romana, 111

Tel. 57.61.98 - 58.06.10

mette in vendita molte scatole di montaggio complete di tutto e con mobili modernissimi al prezzo di

L. 16.000
» 18.000
» 20.000 franco Milano, imballo al costo

e avverte che ha un ricco assortimento di cinematografi muti e sonori da **L. 17.000** a **L. 550.000**, adatti per famiglie, scuole, oratori, circoli e locali pubblici.
Accessori e ricambi completano l'assortimento.
Lampade di proiezioni di ogni tipo; cellule fotoelettriche e ottiche.

Spediamo listini e cataloghi soltanto a chi affranca con L. 50 anche in francobolli

Occasioni e cambi - Materiale scientifico - Strumenti di misura elettrici.

VAR

MILANO
Via Solari N. 2
Telefono 48:39.35

★

- **GRUPPI AD ALTA FREQUENZA**
- **TRASFORMATORI DI MEDIA FREQUENZA**
- **COMMUTATORI**

Per ogni esigenza di progetto:
il Gruppo A.F. e il Trasformatore M.F.
adatti nella vasta serie dei prodotti **VAR**

Vorax Radio

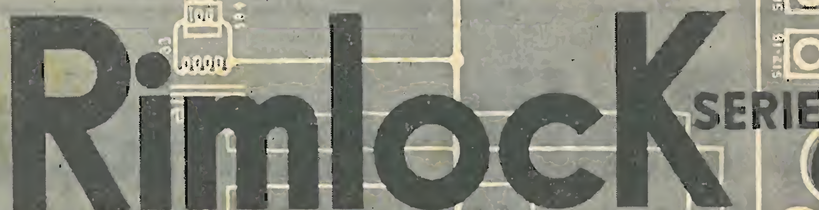
MILANO

Viale Piave, 14 - Telefono 79.35.05

COSTRUTTORI! RIVENDITORI! RIPARATORI!
E' uscito il nuovo catalogo 1951
Richiedetelo!

Strumenti di Misura
Scatole Montaggio
Accessori e Parti staccate per Radio

PHILIPS





UCH 42 Triodo - esodo	V_f = 14 V I_f = 0.1 A	Convertitore di frequenza (parte esodo)	V_a = 170 V R_1 1) = 18 kΩ R_2 2) = 27 kΩ R_{g3+gT} = 47 kΩ V_{g1} = −1.85 V	I_a = 2.1 I_{g2+g4} = 2.6 I_{g3+gT} = 0.20	S_c = 670 μA/V R_i = 1.0 MΩ
			V_a = 100 V R_1 1) = 18 kΩ R_2 2) = 27 kΩ R_{g3+gT} = 47 kΩ V_{g1} = − 1.0 V	I_a = 1.2 I_{g2+g4} = 1.5 I_{g3+gT} = 0.10	S_c = 530 μA/V R_i = 1.2 MΩ
		Oscillatore (parte triodo)	V_b = 170 V R_a = 10 kΩ R_{g3+gT} = 47 kΩ V_{osc} = 8 V_{eff}	I_a = 5.7 I_{g3+gT} = 0.20	S_{eff} = 0.65mA/V
			V_b = 100 V R_a = 10 kΩ R_{g3+gT} = 47 kΩ V_{osc} = 4 V_{eff}	I_a = 3.1 I_{g3+gT} = 0.10	S_o = 2.8mA/V S_{eff} = 0.6mA/V μ = 22
UBC 41 Doppio diodo-triodo	V_f = 14 V I_f = 0.1 A	Caratteristiche tipiche	V_a = 170 V V_g = −1.6 V	I_a = 1.5	S = 1.65 mA/V R_i = 42 kΩ μ = 70
			V_a = 100 V V_g = − 1.0V	I_a = 0.8	S = 1.4 mA/V R_i = 50 kΩ μ = 70
		Amplificatore B.F.	V_b = 170 V R_a = 0.1 MΩ R_k = 3.9 kΩ	I_a = 0.45	g = 37
			V_b = 100 V R_a = 0.1 MΩ R_k = 3.9 kΩ	I_a = 0.28	g = 34
UF 41 Pentodo a pendenza variabile	V_f = 12.6V I_f = 0.1 A	Amplificatore A.F. o M.F.	V_a = 170V R_{g2} = 40 kΩ V_{g1} = − 2.5 V	I_a = 6 I_{g2} = 1.75	S = 2.2 mA/V R_i = 1.0 MΩ C_{ag1} < 0.002 pF
			V_a = 100 V R_{g2} = 40 kΩ V_{g1} = − 1.4 V	I_a = 3.3 I_{g2} = 1.0	S = 1.9 mA/V R_i = 0.8 MΩ C_{ag1} < 0.002 pF
UAF 42 Diodo Pentodo a pendenza variabile	V_f = 12.6V I_f = 0.1 A	Amplificatore A.F. o M.F.	V_a = 170V R_{g2} = 56 kΩ V_{g1} = − 2.0 V	I_a = 5 I_{g2} = 1.5	S = 2.0 mA/V R_i = 0.9 MΩ C_{ag1} < 0.002 pF
			V_a = 100V R_{g2} = 56 kΩ V_{g1} = − 1.2 V	I_a = 2.8 I_{g2} = 0.9	S = 1.7 mA/V R_i = 0.85 MΩ C_{ag1} < 0.002 pF
		Amplificatore B.F.	V_b = 170V R_a = 0.22MΩ R_{g2} = 0.82MΩ R_k = 2.7kΩ	I_a = 0.5 I_{g2} = 0.17	g = 80
			V_b = 100V R_a = 0.22MΩ R_{g2} = 0.82MΩ R_k = 2.7kΩ	I_a = 0.29 I_{g2} = 0.09	g = 75
UL 41 Pentodo finale	V_f = 45 V I_f = 0.1 A	Amplificatore d'uscita classe A	V_a = 165 V V_{g2} = 165 V V_{g1} = −9.0 V R_k = 140Ω	I_a = 54.5 I_{g2} = 9	S = 9.5 mA/V R_i = 20 kΩ R_a = 3 kΩ W_a = 9 W W_o = 4.5 W
			V_a = 100 V V_{g2} = 100 V V_{g1} = − 5.3 V R_k = 140 Ω	I_a = 32.5 I_{g2} = 5.5	S = 8.5 mA/V R_i = 18 kΩ R_a = 3 kΩ W_o = 1.35 W
UY 41 Raddrizzatore ad una semionda	V_f = 31 V I_f = 0.1 A	Raddrizzatore	V_i = 220 V_{eff} = 127 V_{eff}	I_o = max.100 = max.100	R_t = min. 160 Ω R_t = min. 0 Ω C_{filt} = max. 50 μF

La serie che ha raggiunto la massima diffusione sul mercato italiano

Rimlock
Miniwatt

N. 14 "RADIOTECNICA" 31 Gennaio 1952

teorica e pratica

EDITORE: M. De Pirro
DIRETTORE RESPONSABILE: Giuseppe Termini
DIRETTORE AMMINISTRATIVO: M. De Pirro
CONSIGLIERE TECNICO: P. Soati
PUBBLICITÀ: Mario Termini, telef. 602.304
DIREZIONE, AMMINISTRAZIONE, UFFICIO PUBBLICITA': MILANO - Via privata Bitonto, 5
C.C.P. 3/11092
STAZIONE SPERIMENTALE:
I1PS, Via Marconi, 24 - Sesto Calende (Varese)

« RADIOTECNICA » esce a Milano mensilmente. Un fascicolo separato costa L. 200 nelle edicole e può essere richiesto alla nostra Amministrazione inviando L. 170.

ABBONAMENTI: Per 3 fascicoli L. 500 + *L. 10 I.G.E.*
Per 6 fascicoli L. 900 + *L. 20* „
Per 12 fascicoli L. 1800 + *L. 40* „

SOMMARIO

OFFERTE E RICHIESTE

Cercasi apparecchio professionale tipo SX28 oppure HQ129X possibilmente completo di altoparlante ed in perfette condizioni di funzionamento. Scrivere dettagliando offerte a Rag. Cesare Boccolini, V. Principe Belmonte 96 - Palermo.

Per aderire alla richiesta di alcuni nostri lettori disoccupati e di altri che si trovano in condizioni finanziarie tali da non poter destinare parte del loro bilancio famigliare all'acquisto di parti radio atte a soddisfare i loro desideri di radioamatori, preghiamo tutti coloro che sono in possesso di materiale radio inutilizzato, e che desiderano offrirlo, di volercelo segnalare. Ci faremo premura di indicare loro l'indirizzo dei richiedenti per effettuarne la spedizione, oppure provvederemo noi stessi indicando in tal caso ai destinatari l'indirizzo degli offerenti.

- **Ricevitore FM Hallicrafters Tipo SX-36** oppure **SX-43, completo in ogni parte, funzionante,** cercasi. Scrivere presso **"Radiotecnica"**.

NOTE DI REDAZIONE

Gli articoli e gli schemi pubblicati su RADIOTECNICA possono essere riprodotti soltanto citando la rivista e l'autore. La responsabilità degli articoli sottoscritti spetta esclusivamente ai loro autori I manoscritti e le fotografie, anche se non pubblicati, non sono restituiti, salvo accordi scritti contrari.
Il foro di Milano è l'unico ammesso per la risoluzione di controversie di qualsiasi genere.

◇◇◇

Per permettere ai nostri lettori di ricevere regolarmente e con certezza la rivista in qualsiasi località, abbiamo deciso di istituire il servizio di spedizione « CONTRO ASSEGNO ». Coloro che desiderano ricevere la rivista pagandola mensilmente al suo ricevimento, non hanno che da segnalarci il loro indirizzo e RADIOTECNICA giungerà puntualmente al loro indirizzo con lo stesso importo di lire 200.

◇◇◇

L'abbonamento può aver decorrenza da qualsiasi numero anche arretrato. Inviando l'importo di lire 2100, oltre all'abbonamento annuale spediremo tre numeri arretrati a scelta: versando lire 2200 ne spediremo quattro.
Gli abbonati semestrali avranno diritto a tre numeri arretrati inviando lire 1250 ed a quattro inviando lire 1350.
Un numero arretrato costa lire 190. Tre numeri lire 500; ogni numero oltre i tre costa lire 170. Per ogni versamento aggiungere l' importo 2 % I.G.E.

◇◇◇

Preghiamo vivamente i nostri gentili lettori di allegare l'importo del francobollo per la risposta quando ci scrivono desiderando riscontro. I signori abbonati che provvedono al rinnovo dell'abbonamento sono vivamente pregati di voler citare il numero riportato sulla fascetta con la quale viene loro spedita la rivista.

◇◇◇

Un abbonamento semestrale è stato concesso al vigile del fuoco Eugenio Roncallo del 36° Corpo di Genova per aver partecipato all'opera di salvataggio degli alluvionati, collaborando con gli Ing. Pezzini e Pontello della IMCA RADIO alla costruzione di un Ponte Radio a Monselice e montando una stazione radio ad Adria.

In Cammino

All'inizio del nuovo anno, sentiamo il dovere di salutare negli innumerevoli lettori gli Amici che, facendoci pervenire la loro adesione e spesso anche il loro entusiasmo, hanno dimostrato di volersi mantenere fedeli. Sono 13 i fascicoli pubblicati mensilmente dall'inizio al dicembre 1951. Un totale di 416 pagine. Ecco una parte del nostro lavoro!

L'altra parte è rappresentata dalle consulenze che occupano, oltre allo scrivente, anche il consigliere tecnico Sig. P. Soati (I1PS). Mentre all'inizio si aveva una media di tre consulenze al giorno, oggi si riceve una media di circa ventitrè richieste. Ciò spiega perchè le risposte non possono sempre avvenire con immediatezza.

Particolare rilievo merita il fatto che con il servizio di consulenza si è stabilito un'intima collaborazione fra i lettori e la redazione di « RADIOTECNICA » e che il contenuto della rivista si è orientato a questa collaborazione. Per tale ragione alle nozioni teoriche, che si dimostrano sempre più indispensabili, si sono alternate le realizzazioni pratiche, non poche delle quali, caratterizzate da indiscutibile originalità, sono state illustrate personalmente da costruttori e da studiosi di chiara fama. Tra le diverse iniziative che si sono attuate e che sono state accolte con compiacimento dai lettori, si ricordano i fondamenti della modulazione di frequenza, *trattati organicamente per la prima volta nella stampa tecnica italiana, il* lavoro accurato di ascolto e di controllo dei radianti italiani, *le* tabulazioni sulla propagazione delle onde elettromagnetiche, *i* dati tecnici e d'impiego dei tubi, *la* tecnica delle radioriparazioni, ecc.

Una considerazione a parte merita il « CORSO di RADIOTECNICA », *che ormai volge al termine e nel quale si è seguito uno sviluppo forse non completamente aderente a scopi, per così dire, propagandistici. Ciò è stato fatto per rifuggire dalla incompletezza e dalla superficialità generica. L'importanza dei fondamenti della materia è infatti manifesta quando si considera che qualunque lavoro è accompagnato da un processo ragionativo che discende dai fondamenti stessi.*

Infine è noto che la tecnica dei radioapparati forma un insieme assai vasto di nozioni, sovente complesse e che, quanto più sono diffuse le conoscenze teoriche, tanto più progredisce il lavoro.

Ciò significa che lo scopo precipuo di « RADIOTECNICA » è ancora oggi quello di migliorare le conoscenze nei campi prossimi alle attività professionali e di tenere al corrente i lettori sugli sviluppi della tecnica applicata.

Il successo crescente conseguito da questa rivista, insegna che se non si è compiuto un'opera perfetta, si è fatto sicuramente un lavoro utile. Con gli stessi propositi e con lo stesso animo continuiamo il cammino intrapreso. La partecipazione dei lettori e l'intima collaborazione che ne è sorta, costituisce una prova significativa dell'importanza e dell'interesse suscitato dalla tecnica delle radiocomunicazioni. Di ciò va dato merito al desiderio di apprendere dei lettori. Ad essi, che mi onorano della loro adesione e a quanti hanno fin qui collaborato al mio lavoro, porgo vivissimi ringraziamenti.

●

Scrive il Sig.

F. M., abbonato - BARI

... lasci che mi congratuli per la forma veramente smagliante della sua rivista; non è esagerato dire che una rivista come la sua mancava in Italia; io cerco di propagandarla più che mi è possibile e questo è il meno ch'io possa fare...

Grazie, Sig. F. M.; ho risposto personalmente alle Sue richieste.

ed il Sig.

EDGARDO COPPOLA
Isernia (Campobasso)

... è trascorso felicemente un anno dalla nascita della preziosa « RADIOTECNICA ». Sento vivissimo il desiderio di esprimere a Lei ed ai Suoi Collaboratori, gli auguri sinceri per il nuovo anno che, sono certo, sarà ancora più benemerito del primo. Penso che molti come me appassionati di radiotecnica provino un forte senso di riconoscenza per Lei e per chi Le sta vicino, per averci dato il modo più sicuro, e sopratutto più pratico, per studiare con serietà una branca della tecnica che, se seguita « bovinamente » non dà che scarsissime soddisfazioni... Sono molto contento di aver eseguiti puntualmente tutti gli esercizi del Corso e di avere sempre ottenuta la Sua ambita approvazione. Quanta nebbia hanno sciolto le Sue lezioni!

Ringrazio anche Lei vivamente e con me ringraziano e contraccambiano fervidi auguri i miei preziosi collaboratori. Ho il piacere di congratularmi ancora con Lei, Sig. Edgardo Coppola, per l'esattezza delle Sue soluzioni, nonchè per la chiarezza e per l'ordine delle esecuzioni richieste.

●

Le lettere di adesione e di augurio ricevute in questi ultimi giorni, sono in numero talmente rilevante da non poter essere riportate su queste pagine. Esse sono conservate gelosamente e rappresentano il premio più ambito per coloro che, ora è più di un anno, si erano prefissi di contribuire ad accrescere e a migliorare le conoscenze professionali.

Risponderò personalmente a ciascuno, che ringrazio pubblicamente da questa pagina, e rinnovo a tutti i lettori residenti in Italia ed all'estero fervidi voti augurali. Ad essi si aggiungono anche quelli del Consigliere tecnico P. Soati, i 1PS.

G. TERMINI

La scienza elettronica è la conquista più affascinante del nostro secolo!

Per soddisfare l'ansia del sapere!
Per aggiornare le conoscenze!
Per indirizzare il lavoro!
Per costruire un domani!

RADIOTECNICA
esce mensilmente a Milano

ABBONATEVI PER IL 1952 A "RADIOTECNICA„
C. C. P. 3-11092 - Spedizioni ovunque per controassegno
Abbonamenti a 3, 6, 9 o 12 fascicoli

FONDAMENTI TEORICI E PRATICI

di FM e TV

Dott. A. Recla

DIRIGENTE TECNICO DELLA DITTA ABC RADIOCOSTRUZIONI
Ordinario di radioapparati all'Istituto Radiotecnico di Milano

Con il capitolo che ora s'inizia sullo stadio limitatore-discriminatore, realizzato con l'enneodo EQ80, si conclude questa esposizione sui fondamenti teorici e pratici della modulazione di frequenza, che si è iniziata nel N. 2, 1950, di « RADIOTECNICA ». I pregi, per cui questa serie di articoli ha suscitato un largo interessamento, risiedono nell'organicità e nella completezza dell'esposizione, che è chiaramente orientata verso scopi pratici. Ciò è merito dell'Egr. Dott. A. Recla, la cui opera di ricercatore, di docente e di trattatista, è ben nota a quanti si occupano della nostra disciplina. Si ringrazia pertanto vivamente il Dott. A. Recla.

Discriminatori di fase elettronici con l'enneodo EQ80

Il problema della realizzazione di uno stadio in cui avvenga contemporaneamente tanto la discriminazione di frequenza quanto la limitazione di ampiezza, è stato risolto, come si è visto, dal rivelatore a rapporto. Un'altra soluzione di notevole interesse per i principii che la informano e per la portata delle applicazioni pratiche, è stata introdotta dalla « PHILIPS ». Il tubo a nove elettrodi (enneodo) EQ80, assolve infatti le due funzioni con una disposizione circuitale particolarmente semplice ed ha il merito di non richiedere la successiva amplificazione di tensione a frequenza acustica.

Nel tubo EQ80 si comprendono sette griglie (fig. 3). Le griglie 3 e 5, considerate con numerazione crescente andando dal catodo all'anodo, rappresentano le griglie di controllo ed hanno una funzione analoga agli anodi di un pentodo. Le griglie 2 e 4, interposte tra queste griglie, servono da schermo e sono connesse alla 6ª griglia che rappresenta realmente la griglia schermo del tubo. La prima griglia ha funzioni regolatrici della corrente anodica.

La limitazione di ampiezza è conseguente al ben noto principio di interazione che si verifica in un pentodo fra l'anodo e la griglia schermo. L'intensità della corrente anodica assume in tal caso dei valori crescenti con il crescere della tensione anodica soltanto entro un particolare valore della tensione stessa.

Oltrepassato questo valore l'intensità della corrente anodica subisce un aumento irrilevante, come è dimostrato dalla curva caratteristica Ia/Va del pentodo, nella quale si comprende un tratto rettilineo particolarmente esteso. Nell'enneodo EQ80, il movimento elettronico è determinato dalle tensioni applicate alle griglie 3 e 5. Per esempio, se la griglia 3 riceve una tensione negativa rispetto al catodo, la corrente anodica si annulla; se questa tensione è invece positiva l'intensità della corrente nel circuito anodico cresce con il crescere della tensione stessa fino a che essa raggiunge un particolare valore. Con tensioni superiori cessa l'incremento della corrente anodica. Da qui appunto l'azione limitatrice del tubo EQ80. Affinchè ciò avvenga occorre una tensione d'ingresso di circa 8 V. In tal modo le eventuali variazioni di ampiezza provocate dai disturbi non sono risentite dal circuito anodico.

L'effetto discriminatore è spiegato dal fatto che la corrente anodica si stabilisce soltanto nel caso che le griglie 3 e 5 ricevano una tensione positiva. Per questa ragione, se si applicano a questi due elettrodi due tensioni caratterizzate da una differenza di fase, si ha sull'anodo una corrente il cui valore medio varia in funzione alla differenza di fase (fig. 1.).

La curva rappresentativa del rapporto di soppressione ottenuto con il tubo EQ80, assume l'aspetto riportato nel grafico della fig. 2 unitamente alle curve dei limitatori già trattati. Ciò dimostra che l'effetto limitatore si inizia con una tensione d'ingresso superiore a quella che si richiede in ogni altro caso. Può pertanto rilevarsi un inconveniente che è però largamente compensato da tre notevoli vantaggi, rappresentati, dall'estrema semplicità circuitale, dalla maggiore uniformità nel grado di soppressione e dalla inutilità di far seguire uno stadio per l'amplificazione di tensione a frequenza acustica. E' anche evidente che alla necessità di avere all'ingresso del tubo EQ80 una tensione adeguata, si può agevolmente far fronte aumentando l'amplificazione della tensione a frequenza intermedia. Il tubo EQ80 è particolarmente destinato ad avere una larga diffusione nei ricevitori per il canale sonoro dei televisori. Si dimostrerà infatti in seguito che la fedeltà di riproduzione (commisurata al contenuto di armoniche esistente nella tensione rivelata) è tanto maggiore con questo tubo, quanto minore è lo spostamento di frequenza (Δ f) rispetto alla frequenza di lavoro (f).

Mentre nelle trasmissioni modulate in frequenza, il rapporto $\Delta f/f = \dfrac{75 \text{ Kc/s}}{10{,}7 \text{ Mc/s}}$, nei ricevitori per il canale sonoro dei televisori, si ha $\Delta f = \dfrac{50 \text{ Kc/s}}{21 \text{ Mc/s}}$, ossia circa 3 volte minore, supposto che la frequenza intermedia del ricevitore per il suono sia uguale a 21 Mc/s. Per tutte queste ragioni, in Inghilterra, in Germania ed in Olanda, l'industria ricorre pressochè esclusivamente a questo tubo.

I principii fondamentali che governano la scelta delle varie grandezze in giuoco, sono oggetto di studio nella trattazione che segue. La conoscenza di essi è indispensabile per non incorrere in un insuccesso. Lo schema tipico dello stadio discriminatore, realizzato con il tubo EQ80, è riportato nella fig. 3. Uno dei due secondari del trasformatore a filtro di banda è accoppiato strettamente al primario. L'accoppiamento induttivo, precisato nello schema, può essere anche sostituito da un accoppiamento capacitivo, quale può essere realizzato con un condensatore da 10 pF circa connesso all'anodo dell'amplificatore a frequenza intermedia ed avente in serie un'impedenza da 1 mH circa.

Per ottenere una tensione rivelata indistorta ed un'adeguata azione limitatrice, è necessario dimensionare correttamente tanto i gradi di accoppiamento fra gli avvolgimenti, quanto i loro coefficienti di merito. A tal uopo giova far precedere alcune considerazioni fondamentali sui trasformatori a filtro di banda adoperati negli stadi a frequenza intermedia.

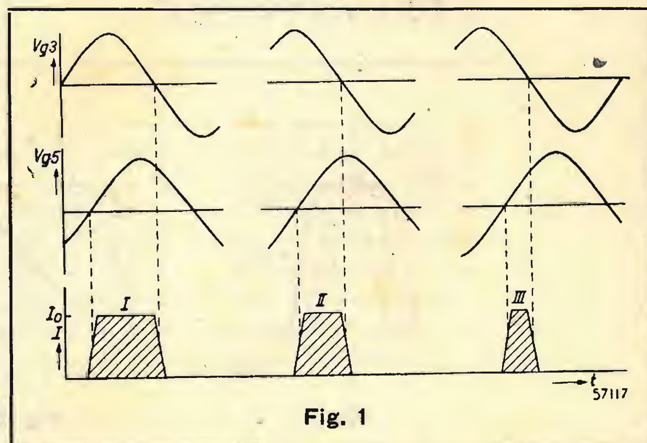


Fig. 1

L'espressione di calcolo dell'impedenza di un circuito oscillatorio, assume la forma

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(2\pi fL - \frac{1}{2\pi fC}\right)^2}$$

avendo indicato con f la frequenza di accordo ed intendendo per R, L e C i valori degli elementi costitutivi. Alla risonanza la impedenza del circuito corrisponde alla resistenza ad alta frequenza di esso.

Per successivi valori di f diversi dal valore di risonanza, quali sono genericamente rappresentati dall'espressione

$$f1 = f + \triangle f,$$

le relative espressioni di calcolo dell'impedenza assumono un aspetto nuovo e richiedono un'elaborazione analitica alquanto complicata. * Anzichè eseguire questi sviluppi, ci si può riferire all'attenuazione A esplicata dal circuito oscillatorio e che rappresenta una funzione del suo reciproco.

L'attenuazione prodotta da un solo circuito sulle diverse frequenze, è calcolata dall'espressione

$$A = \sqrt{\left(\frac{2 \,.\, \triangle f}{f} \,.\, Q\right)^2 + 1}$$

che si richiama alla curva di risonanza del circuito stesso.

Per una coppia di circuiti oscillanti accoppiati a filtro di banda (caso dei trasformatori per la frequenza intermedia, l'andamento della curva di risonanza oltre che dal fattore di merito Q dei circuiti, dipende anche dal grado di accoppiamento K stabilito fra essi. E' dimostrato infatti che la corrente oscillatoria del secondario esercita sul primario un effetto retroattivo che è tanto più importante quanto più è elevato il grado di accoppiamento. Ciò è spiegato dal fatto che la resistenza del primario è incrementata dalla resistenza del secondario riportata al primario. Questo stato di cose è più precisamente preceduto da una condizione di equilibrio che è espressa in termini di legame fra il grado di accoppiamento K, il coefficiente di mutua induzione M, la resistenza del primario Rp e quella del secondario Rs. Se anzichè riferirsi ad Rp e ad Rs si considerano i relativi coefficienti di merito, Qp e Qs, si ha la relazione

$$K = \frac{1}{\sqrt{Qp \,.\, Qs}},$$

che esprime questa condizione di equilibrio e che può ridurs a K . Q = 1, quando si suppongano uguali i fattori di merito del primario e del secondario. Operando sperimentalmente con diversi valori di K si ottengono le curve di risonanza riportate nella fig. 4. L'avvallamento che si verifica nel punto di mezzo della curva di risonanza in corrispondenza a dei valori K . Q>1, dimostra la diminuzione della corrente primaria provocata dal secondario.

Nei trasformatori per la frequenza intermedia dei ricevitori per FM e per TV, è necessario ridurre quanto più possibile le componenti a modulazione di ampiezza, ossia le variazioni di tensione che possono avvenire nei filtri di banda per effetto delle disuniformità esistenti nelle curve di risonanza. A tale scopo, il prodotto K . Q è compreso fra 1,1 e 1,3, in modo cioè da ottenere una curva di risonanza con andamento superiore alquanto appiattito. In corrispondenza al valore K . Q = 1, si ottiene la curva di attenuazione riportata nella fig. 5, le cui ordinate sono proporzionali ai valori di attenuazione riferiti alla dissintonia relativa $\beta = \frac{2 \,.\, \triangle f}{f} \,.\, Q$, considerata sulle ascisse.

Il grafico precisa anche lo sfasamento fra tensione primaria e secondaria, φ e β.

Da questa curva si osserva che nelle condizioni di risonanza, cioè quando è β = O, lo sfasamento prodotto dall'effetto reattivo di M è uguale a 90°.

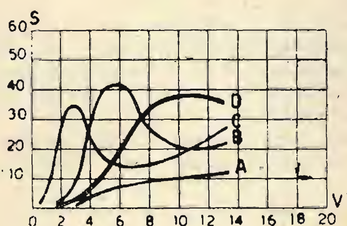
Per quanto concerne la determinazione del fattore di merito dei due circuiti, il procedimento da seguire per uno stadio comprendente il tubo EQ80 è alquanto diverso da quello richiesto in altri casi. Mentre normalmente si cerca di mantenere elevato il fattore di merito di entrambi i circuiti, allo scopo di poter usufruire di una elevata amplificazione, nel trasformatore che precede l'enneodo EQ80 ciò è ricercato solo per il primario. Nel secondario occorre addivenire ad un compromesso con l'importo delle distorsioni, in quanto il fattore di merito ha un effetto determinante sulla percentuale di armoniche. Dagli studi effettuati nei laboratori della « PHILIPS », risulta infatti che il contenuto di armoniche è tanto minore quanto minore è il fattore di merito del secondario. Ciò è dimostrato dal grafico della fig. 6 in cui si è rappresentata la relazione esistente fra la distorsione D in % ed il prodotto β . Qs. Risulta infatti immediatamente che per ottenere una buona riproduzione è necessario che il valore di Qs non sia elevato. In pratica si procede come segue. Stabilita la percentuale massima di distorsione uguale, per esempio, al 2,5%, si ha dal grafico:

$$\beta \,.\, Qs = 0{,}57,$$

per cui si ottiene facilmente

$$Qs = 0{,}57/\beta.$$

Fig. 2



R1 - 1 K-ohm; R3 - 500 ohm; R4 - 4 K-ohm; R5 - 35 K-ohm; R7 - 0,4 M-ohm; R8 - 1 M-ohm.
L'enneodo EQ80, che s'intende preceduto dal pentodo EF42, è seguito dal pentodo di potenza EL41.

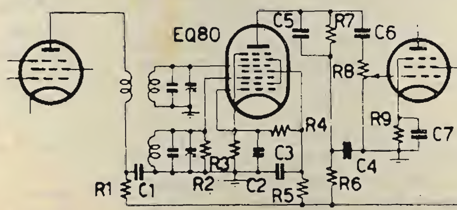


Fig. 3

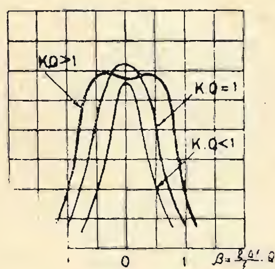


Fig. 4

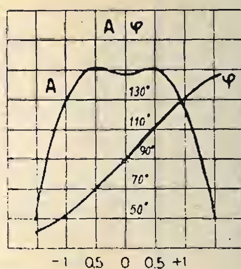


Fig. 5

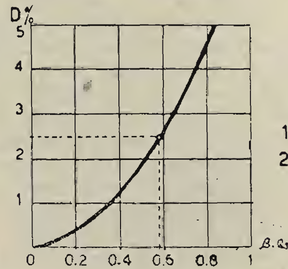


Fig. 6

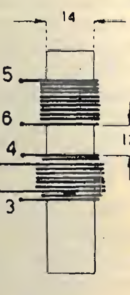


Fig. 7

Per una frequenza intermedia di 10,7 Mc/s, se è $\triangle f$ = 75 Kc/s, come avviene usualmente in pratica, si ha:

$$\beta = \frac{2 \,.\, \triangle f}{f} = 2 \,.\, 75/10700 = 0{,}014$$

Sostituendo ed eseguendo si ha quindi immediatamente:

$$Qs = 0{,}57/0{,}014 = 40.$$

Ciò significa che se il coefficiente di merito del primario, Qp, è uguale in pratica a 60, occorre collegare un resistore in parallelo al secondario in modo che risulti appunto Qp = 40.

Noti i valori di Qp e di Qs, si può anche determinare il

* A. RECLA - *Ricevitori radiofonici*, pagg. 18-26, edito dall'*Istituto Radiotecnico Italiano* di Milano.

valore medio dei due fattori di merito Qp e Qs. Si ha infatti:

$$Qm = \sqrt{Qp \cdot Qs} = \sqrt{60 \cdot 40} = 49$$

ed è quindi possibile calcolare il fattore di accoppiamento. Se è K . Q = 1,1, si ottiene sostituendo:

$$K = 1{,}1/Q = 0{,}023.$$

Gli usuali strumenti di laboratorio non consentono di determinare sperimentalmente il valore di K quando esso è compreso intorno al valore che si è calcolato. Si segue in pratica un procedimento particolare che verrà esposto più avanti.

Determinazione di L e C

Allo scopo di ottenere uno sfasamento fra le due tensioni esattamente uguale a 90° in assenza di modulazione, è necessario che l'accoppiamento fra il primario ed il secondario risulti essenzialmente induttivo. In pratica ciò non può avvenire, perchè i due circuiti sono accoppiati anche attraverso le capacità Cg3 e Cg5. Si ovvia quindi a questo fatto facendo in modo che l'accoppiamento capacitivo non sia preponderante su quello induttivo.

L'espressione di calcolo dell'accoppiamento capacitivo è $Kc = \frac{Cg3 \cdot Cg5}{C}$, in cui C è la capacità di accordo del secondario che occorre calcolare, mentre Cg3 e Cg5 si aggirano intorno a 0,11 pF. Stabilito per Kc un valore uguale ad 1/3 di quello induttivo, si ha:

$$Kc = 0{,}023/3 = 0{,}008$$

per cui, sostituendo questo valore nella formula precedente ed eseguendo, si ottiene una capacità di accordo di circa 50 pF.

Noto questo valore, si calcola l'induttanza di accordo che, per una frequenza intermedia di 10,7 Mc/s, risulta uguale a 4 μH.

Il valore del resistore che occorre connettere in parallelo al secondario per portare il fattore di merito da 60 a 40, è facilmente ottenuto tenendo presente le nozioni relative al passaggio da una resistenza in serie a quella in parallelo (A. Recla, luogo citato).

Si ha cioè:

$$Rp = \frac{(\omega L)^2}{Rs} \cdot \frac{Qs}{Qp \cdot Qs} = \omega Lp \cdot Qp \cdot \frac{Qs}{Qp - Qs}$$

per cui, sostituendo ed eseguendo risulta:

$$Rp = 32 \text{ K-ohm}.$$

Determinazione del fattore di accoppiamento K

In pratica il trasformatore per il tubo EQ80, può assumere l'aspetto costruttivo riportato nella fig. 7. Gli avvolgimenti sono disposti su un tubo da 14 mm di diametro e s'intendono tutti e tre effettuati nello stesso senso. Il primario consta di 20 spire di filo da 0,3 mm, smaltato. I due secondari comprendono 20 spire di filo da 0,55 mm, smaltato. Fra primario e secondario, è interposto uno strato di carta isolante. E' assolutamente indispensabile che le connessioni siano effettuate come segue:

1 — all'anodo dell'amplif. a freq. interm.;
2 — al positivo dell'alta tensione;
3 — alla griglia 5;
4 — alla massa (potenziale di riferim.);
5 — alla griglia 3;
6 — alla massa.

Il trasformatore è sistemato entro uno schermo da 30 mm di diametro per 60 mm di altezza, entro il quale si comprendono anche i compensatori di allineamento. Si osserva in proposito che i compensatori (ad aria) sono da preferire ai nuclei di polveri di ferro, perchè le regolazioni che si effettuano in sede di messa a punto, alterano inevitabilmente anche il fattore di accoppiamento. In pratica per ottenere il fattore che si è calcolato, occorre stabilire una distanza di 9 mm fra il primario ed il secondario.

Si determina sperimentalmente questo fattore sul prototipo, avvolgendo il secondario su un tubetto di scarso spessore, scorrevole lungo il tubo di supporto. Si connette quindi un voltmetro elettronico in parallelo al primario, si cortocircuita il secondario e si misura la tensione che si ottiene quando all'ingresso del tubo per la frequenza intermedia, si applica una tensione uguale a circa 100 mV. Eliminato il corto circuito si sintonizza il secondario riferendosi alla minima deviazione strumentale.

Se si indica con V2 questa tensione e con V1 quella precedente, si ha: $K \cdot Q = \sqrt{(V1/V2) - 1}$

Anche per l'allineamento in serie è opportuno accordare il primario connettendo in parallelo al secondario un resistore da 5 K-ohm.

Successivamente si procede all'accordo del secondario, escludendo il resistore in questione.

Ciò è fatto allo scopo di ottenere la curva migliore di responso del trasformatore. *

Primaria Fabbrica Europea di Supporti per Valvole Radiofoniche

G. Gamba & C.

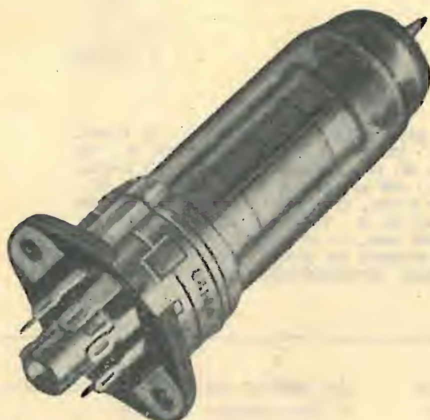
MILANO

Sede: VIA G. DEZZA, 47 - Telefoni 44.330 - 44.321

Stabilimenti: MILANO - Via G. Dezza, 47
BREMBILLA (Bergamo)

Esportazione in tutta Europa ed in U.S.A.
Fornitore della Spett. Philips

Esecuzione con materiale isolante:
Tangendelta
Mollette di contatto:
Lega al "Berillio"



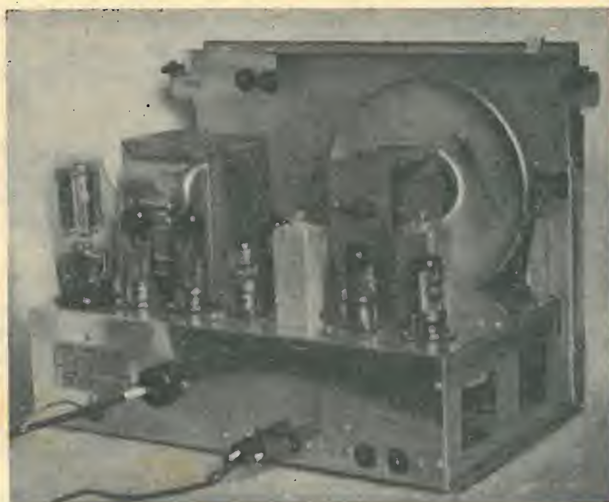


RIMLOCK **NOVAL** - 9 Piedini **MINIATURE** - 7 Piedini

Ricevitore a 7 tubi

con controfase finale di pentodi

G. Termini



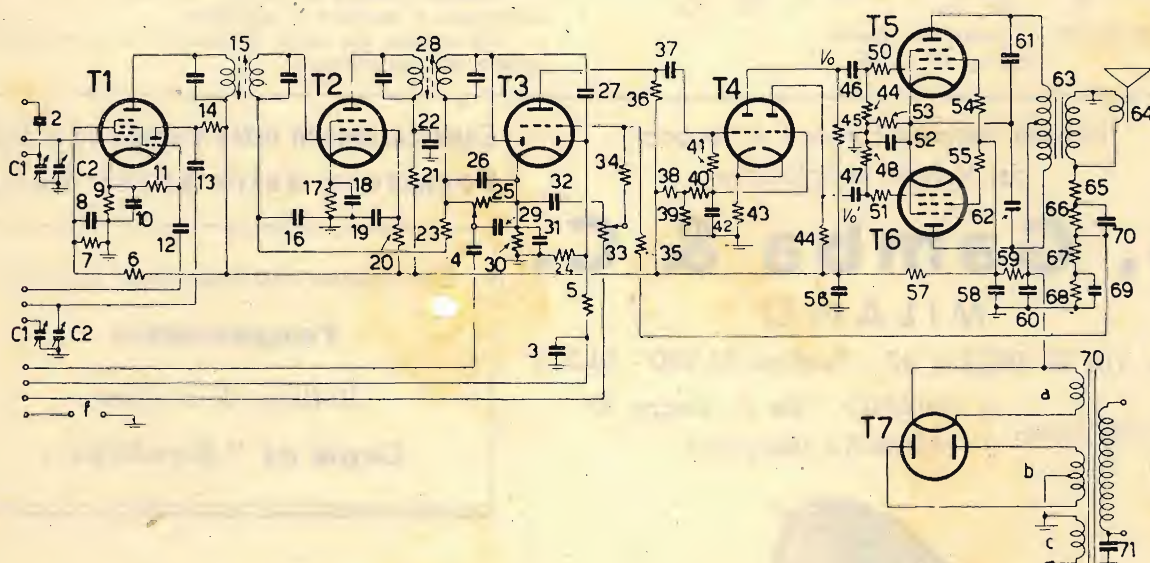
DESCRIZIONE DELLO SCHEMA

Sintonizzatore.

La tensione a frequenza intermedia fornita dal triodo-esodo ECH42, è amplificata dal pentodo a conduttanza mutua variabile EF41. Segue il bidiodo-triodo EBC41 per la rivelazione, per la produzione automatica della tensione addizionale di polarizzazione dei tubi ECH42 ed EF41 e per l'amplificazione della tensione a frequenza acustica.

La tensione a frequenza portante è trasferita dall'antenna all'esodo del tubo ECH42 mediante un accoppiamento misto, induttivo e capacitivo (condensatore 2) nella gamma delle onde medie ed in quella delle onde medio-corte distribuite fra 55 e 170 m. Ciò è fatto per aumentare la tensione a frequenza portante di comando del tubo. L'accordo dei circuiti oscillanti avviene con un condensatore a quattro sezioni. Quelle di minore capacità (140 pF) servono per le gamme delle onde corte e cortissime. Il commutatore di gamma provvede a connettere in parallelo ad esse le sezioni da 280 pF quando il ricevitore è predisposto sulle altre due gamme. Lo scopo è quello di agevolare l'accordo sulle gamme delle onde più corte, diminuendo l'estensione delle gamme stesse. Il generatore a frequenza locale utilizza il triodo del tubo ECH42 mediante lo sch ma del *Meissner* (accoppiamento induttivo tra placca e griglia). Il circuito accordato è disposto sull'anodo anzichè sulla griglia controllo come è fatto spesso, a torto.

In effetti l'elevata pendenza del triodo (2,8 mA/V) e la necessità di ridurre al minimo, anche sulle frequenze più elevate, le variazioni della frequenza



T1 - ECH42; T2 - EF41; T3 - EBC41; T4 - ECC40; T5, T6 - EL41; T7 - AZ2.
C1 - 280 pF; C2 - 140 pF; 2 - 10 pF; 3, 8, 10, 16, 18, 19, 22 - 50.000 pF; 4 - 10.000 pF; 5 - 0,5 M-ohm, 1/4 W; 6 - 25 K-ohm, 1/2 W; 7 - 30 K-ohm, 1/2 W; 9 - 200 ohm, 1/2 W; 11 - 50 K-ohm, 1/4 W; 12 - 50 pF; 13 - 300 pF; 14 - 30 K-ohm, 1/2 W; 15 - 467 Kc/s; 17 - 300 ohm, 1/2 W; 20 - 90 K-ohm, 1/2 W; 21 - 5 K-ohm, 1/2 W; 23 - 3 M-ohm, 1/4 W; 24 - 1 M-ohm, 1/4 W; 25 - 0,5 M-ohm, volume; 26 - 100 pF; 27, 29 - 25 pF; 30 - 1800 ohm, 1/2 W; 31 - 50 micro-F, 15 V; 32 - 500 pF; 33 - 1 M-ohm, tono; 34, 35 - 2 M-ohm, 1/4 W; 36 - 0,1 M-ohm, 1/2 W; 37 - 10.000 pF; 38 - 0,15 M-ohm, 1/4 W; 39 - 50 K-ohm, 1/2 W; 40, 41 - 1 M-ohm, 1/2 W; 42 - 10.000 pF; 43 - 40 K-ohm, 1/2 W; 44 - 0,12 M-ohm, 1/2 W; 45 - 0,11 M-ohm, 1/2 W; 46, 47 - 10.000 pF; 48, 49 - 0,7 M-ohm, 1/4 W; 50, 51 - 1 K-ohm, 1/4 W; 52 - 50 micro-F, 30 V; 53 - 85 ohm, 2 W; 54, 55 - 100 ohm, 1/2 W; 56, 58, 60 - 32 micro-F, 350 V; 57 - 1000 ohm, 1 W; 59 - 2500 ohm, 2 W; 61, 62 - 2500 pF; 63 - impedenza primaria tra placca e placca: 7 K-ohm; 66 - 40 K-ohm; 67 - 2 K-ohm; 68 - 8 K-ohm; 69 - 40.000 pF; 70 - 20.000 pF; 70 (trasform. alimentazione): a - 4 V, 2 A; b - 280 + 280 V, 120 mA; c - 6,3 V, 3,5 A; 71 - 5000 pF.

locale, provocate dalle variazioni di conduttanza dell'esodo per effetto del c.a.s., impongono la disposizione adottata.

Il circuito di alimentazione dell'anodo del triodo è disposto in parallelo ai circuiti oscillanti. Il condensatore 13 esclude da essi la componente continua di alimentazione, mentre il resistore 14, oltre a fornire all'anodo la tensione richiesta, rappresenta il carico resistivo del generatore.

L'intensità della corrente misurata nel circuito del resistore 11 deve avere un valore non inferiore a 200 µA.

Con questa corrente la tensione a frequenza locale è di 8 V eff. La pendenza di conversione dell'esodo del tubo ECH42 è di 750 µA/V, mentre l'intensità della corrente anodica è di 3 mA ed è parimenti uguale a 3 mA quella delle griglie schermo. L'aver ottenuto una pendenza di conversione particolarmente elevata con una corrente anodica limitata, consente di diminuire il livello del soffio prodotto dal tubo.

La tensione di alimentazione delle griglie schermo, è ottenuta con una disposizione potenziometrica. I valori dei resistori 6 e 7 sono scelti in modo da rendere indipendente la tensione di alimentazione delle griglie schermo, dalle variazioni di conduttanza provocate dal c.a.s.

L'amplificazione di conversione è risultata uguale a circa 120.

I trasformatori per la frequenza intermedia 15 e 28, costruiti dalla *Ditta LSRR di Milano*, sono provvisti di nucleo regolabile a vite. Il pentodo a pendenza variabile EF41 provvede ad amplificare la tensione a frequenza intermedia. La griglia schermo di questo tubo riceve la necessaria tensione di alimentazione attraverso il resistore 20 da 90 K-ohm. Dall'anodo del pentodo EF41 (T2) si perviene ai diodi del tubo EBC41 (T3). Il diodo d2 ha il compito di fornire la tensione a B.F. di comando degli stadi che seguono. Una frazione di questa tensione serve alla polarizzazione addizionale del tubo T2. Il diodo d1 fornisce la tensione addizionale di polarizzazione del tubo T1. La formazione di questa tensione è ritardata (differita) dalla tensione di polarizzazione del triodo, ottenuta connettendo in serie al catodo il resistore 30. Così facendo la amplificazione (di conversione) del tubo ECH42 è mantenuta elevata anche con segnali relativamente elevati e rimane quindi invariato il rapporto segnale/rumore che si ha all'uscita del tubo.

L'aver escluso questo ritardo dalla tensione addizionale di polarizzazione del tubo T2, evita il sovraccarico dei tubi T2 e T3 ed è quindi fatto per non andare incontro al peggioramento del rapporto segnale/rumore e alle distorsioni che conseguirebbero a questo sovraccarico.

Amplificatore di B. F.

La tensione a frequenza acustica che si stabilisce agli estremi del regolatore di volume 25 è applicata al regolatore di volume 33 mediante una via del commutatore di gamma. Questa via serve ad applicare al regolatore di volume la tensione fornita dal fonorivelatore.

Nel circuito di griglia del tubo T3 si comprende il resistore 34 da 2 M-ohm. Lo scopo di questo resistore è quello di evitare che la tensione di controreazione applicata alla griglia mediante il resistore 35, risenta delle regolazioni del volume e del tono. Il resistore 31 di autopolarizzazione del triodo è shuntato da un condensatore elettrolitico (31) da 50 µF. Un valore così elevato permette di estendere la curva tensione-frequenza dello stadio nella zona delle frequenze acustiche più basse. Dall'anodo del tubo EBC41 si perviene all'ingresso dell'invertitore elettronico di fase, realizzato con il doppio-triodo ECC40. La disposizione adottata e che si è dimostrata particolarmente efficace, si deve a *J. Jager* che ne ha dato notizia in « *ELECTRONIC APPLICATION BULLETTIN* » (Eindhoven, Vol. X, marzo 1949, N. 4, pagg. 81-84).

Lo schema ha il vantaggio di mantenere realmente uguale ad 1 il rapporto fra le tensioni di fase opposta che si ricavano all'uscita. Questo rapporto dipende essenzialmente dal valore della conduttanza mutua dinamica *Sd'*, della sezione di destra del tubo, perchè ad esso è legato quello della resistenza interna Ri' della sezione stessa.

In effetti il rapporto Vo'/Vo fra le tensioni di uscita, è calcolato da:

$$Vo'/Vo = \frac{Ra'}{Ra} \cdot \frac{Sd' \cdot R_{43}}{1 + Sd' \cdot R_{43}},$$

avendo indicato con *Ra* il valore del carico anodico, con *Sd* quello della conduttanza mutua dinamica e con R_{43} il valore del resistore in serie al catodo precisando, beninteso, con l'apice gli elementi e le grandezze della sezione di destra. Ciò dimostra che per mantenere questo rapporto uguale ad 1, il prodotto $Sd' \cdot R_{43}$ deve risultare quanto più possibile maggiore di 1, quale può essere infatti ottenuto con un resistore R_{43} sufficientemente elevato. Affinchè questa condizione sia soddisfatta senza alterare il funzionamento del tubo, le griglie di esso ricevono una tensione positiva adeguata mediante la ripartizione potenziometrica realizzata con i resistori 38, 39 e 40. La tensione alternativa di comando della sezione di destra, è pertanto quella che si ha ai capi del resistore 43.

Un'ultima questione, che merita di essere conosciuta, riguarda i resistori di carico 44 e 45, i cui valori devono corrispondere esattamente a quelli precisati. Per ottenere che il rapporto Vo'/Vo sia uguale ad 1, occorre sia:

$$Ra'/Ra = 1 + \frac{Ri' + Ra'}{\mu' \cdot R_{43}}$$

in cui Ri', Ra' e µ' rappresentano nell'ordine, la resistenza interna, la resistenza di carico ed il coefficiente di amplificazione della sezione di destra. Ciò dimostra che il resistore 44 di carico della sezione di destra deve avere un valore più elevato di quello del resistore 45 di carico della sezione di sinistra e che questa differenza diminuisce aumentando i valori di µ' e di R_{43}. E' appena necessario precisare che per ottenere in pratica i valori precisati, ci si serve facilmente di due resistori connessi in serie per ogni circuito.

L'amplificazione fornita dal tubo ECC40 è all'incirca uguale ad $Sd \cdot R_{45}/2$, intendendo al solito per *Sd* la conduttanza mutua dinamica della sezione di sinistra e per R_{45} il valore del corrispondente resistore di carico. Applicando una tensione di 250 V a valle dei resistori di carico, si ottengono all'uscita due tensioni efficaci di 30 V quando i applica all'ingresso una tensione efficace di 2,6 V. L'amplificazione di tensione, calcolata dal rapporto Vo/Vi, è quindi uguale a 11,5. In queste condizioni la distorsione complessiva non supera il 0,6%.

L'amplificatore finale utilizza due pentodi EL41 connessi in controfase. I tubi funzionano in classe AB. La potenza erogata è di 9 W. Le griglie controllo e le griglie schermo di questi due tubi comprendono altrettanti resistori in serie (50-51, 54-55) il cui scopo è quello di evitare la produzione di oscillazioni parassite. Una frazione della tensione a frequenza acustica che si ha nel secondario del trasformatore di uscita, è applicata ad una rete di ripartizione comprendente i resistori 65, 66, 67 e 68. Ciò è fatto per ottenere la tensione di controreazione prevista all'ingresso del triodo del tubo EBC41 (T3). Nella zona delle frequenze acustiche più elevate ed in quella delle frequenze più basse, la tensione di controreazione è diminuita dai condensatori 69 e 70. Con questo accorgimento si migliora l'uniformità della curva livello-frequenza.

In fine, per quanto riguarda l'alimentazione di questo ricevitore, si precisa che gli anodi, le griglie schermo ed i ripartitori di tensioni richiedono una corrente di 120 mA.

La tensione applicata agli anodi del tubo AZ2 (T7), può essere compresa fra 280 e 290 V quando si adopera un altoparlante magnetodinamico. In questo caso la corrente anodica dei tubi EL41 (T5, T6) è sottratta al resistore 59 di livellamento connettendo il relativo circuito di alimentazione all'ingresso del filtro.

Con un altoparlante elettrodinamico il circuito di alimentazione del ricevitore deve provvedere alla formazione del necessario campo magnetico. La potenza che occorre dissipare nella bobina di eccitazione che dipende dalla potenza modulata che può essere fornita dall'altoparlante. Per esempio, il tipo W 12 (∅ = 275 cm, potenza elettrica modulata max : 12 W) richiede una potenza di eccitazione non inferiore a 9 W. Ciò significa che se la bobina di eccitazione è percorsa da una corrente di 120 mA, occorre che la bobina stessa abbia una resistenza

$$R = W/I^2 = 9/0{,}12^2 = 625 \text{ ohm},$$

per cui si stabilisce ai suoi capi una caduta di tensione $V = R \cdot I = 625 \cdot 0{,}12 = 75$ V.

Ciò significa che se si vuole ottenere all'uscita della bobina una tensione di 250 V, occorre avere all'ingresso una tensione di 250 + 75 = 325 V. Il secondario del trasformatore di alimentazione dev'essere quindi previsto per una tensione (efficace) uguale a 360 V per ogni semiavvolgimento. Segue immediatamente che i condensatori 60, 58 e 56 devono essere previsti per una tensione di 500 V, anzichè per 350 V. Poichè però il livellamento prodotto dalla bobina di eccitazione è più efficace di quello ottenuto con un resistore, i condensatori in questione possono avere una capacità non superiore a 16 µF.

Inutile dire, infine, che il resistore di livellamento 59, utilizzato in questo schema, può essere sostituito con vantaggio da una impedenza a nucleo di ferro del tipo usualmente costruito dalla « *Geloso* ».

*

ESAME DETTAGLIATO DEGLI STADI DI UN MODERNO TV

Compilazione su dati forniti dalla **Philips Electronic Tube Division**

Amplificazione della frequenza intermedia

Prima di esaminare i diversi aspetti teorici e pratici dell'amplificazione di tensione a frequenza intermedia, è necessario precisare alcuni criteri sulla struttura generale di un televisore moderno. Poichè essa è determinata dalla necessità di far pervenire al rivelatore una tensione di valore adeguato, è evidente che gli stadi interposti tra l'antenna ed il rivelatore stesso devono esplicare una funzione amplificatrice. L'amplificazione in alta frequenza, che può essere anche presa in considerazione nel caso che il televisore sia destinato ad un solo canale, risulta particolarmente difficoltosa per la necessità di evitare gli accoppiamenti parassiti fra stadio e stadio.

Per questa ragione la frequenza portante è normalmente convertita nella frequenza intermedia. Gli stadi a frequenza intermedia, realizzati con elementi fissi e pertanto più accuratamente definiti, forniscono un contributo preponderante all'amplificazione complessiva richiesta. In realtà l'amplificazione a frequenza portante è affidata ad un solo stadio ed ha unicamente lo scopo di migliorare il rapporto segnale/rumore ottenuto all'uscita del convertitore di frequenza.

Il problema dell'amplificazione a frequenza intermedia, specialmente nei riguardi del numero degli stadi che si richiedono e della costituzione di ciascuno di essi, è riferito a tre questioni essenziali. Nella prima si considera il *valore* stesso della frequenza intermedia. La seconda è rappresentata dall'*amplificazione complessiva* richiesta. Nella terza di tratta dell'*estensione della banda passante.*

Per quanto riguarda il valore della frequenza intermedia, si richiede anzitutto di far comprendere la frequenza immagine al di fuori della gamma di accordo del televisore. In secondo luogo questo valore dev'essere scelto in modo da rendere trascurabile l'azione retroattiva esplicata sul primo stadio dalle armoniche che si hanno nel circuito del rivelatore. In pratica occorre una frequenza intermedia di circa 21 Kc/s (14,28 m) con lo standard di 625 linee (canale di 5 M/cs).

Per valutare l'amplificazione complessiva ci si deve ovviamente riferire al valore della tensione che si richiede all'ingresso del rivelatore. Questa tensione può essere considerata mediamente uguale a 2 V nel caso che il cinescopio sia del tipo a visione diretta e che si preveda un solo stadio di amplificazione a video frequenza. Riguardo alla tensione a frequenza portante disponibile nel circuito di antenna, si possono considerare due condizioni limiti che corrispondono cioè ad una tensione di 10 μV e ad una tensione di 100 μV.

Attualmente con uno stadio preselettore ed uno stadio di conversione delle frequenze portanti, si ha un'amplificazione complessiva uguale a 20 unità ed è quindi uguale, rispettivamente, a 200 μV ed a 2 mV la tensione disponibile all'ingresso della catena di amplificatori a frequenza intermedia. L'amplificazione complessiva richiesta in questi casi è quindi uguale, rispettivamente, a 10.000 e a 1000 unità.

L'ultima questione che occorre considerare riguarda l'estensione della banda passante. E' noto in proposito che se si affida il trasporto della modulante all'ampiezza, si viene ad interessare un canale di frequenze ugualmente distribuito intorno alla frequenza portante e che la larghezza di esso corrisponde alla più elevata frequenza della modulante.

Nel caso delle trasmissioni televisive la modulante s'intende compresa fra 0 e 5 Mc/s. Un'estensione così rilevante è spiegata dall'enorme numero di aree infinitesime (aree elementari) con le quali è scomposta l'immagine. Poichè la trasmissione del segnale televisivo è effettuata con una sola banda laterale, risulta occupato un canale di 5 Mc/s.

Il calcolo matematico e l'esame sperimentale dimostrano che tra l'amplificazione fornita da uno stadio ed il valore della banda passante (definita dall'intervallo compreso fra un'attenuazione uguale a $1/\sqrt{2} = 0,7079$ volte, corrispondente cioè a 3 dB), sussiste una relazione di reciproca dipendenza. Ciò significa che l'amplificazione ottenuta è tanto meno importante quanto più è elevata la larghezza della banda passante e viceversa.

La prestazione di un tubo in regime di amplificazione, può essere quindi completamente definita dal prodotto G . B in cui si è indicato con G l'amplificazione ottenuta e con B la larghezza della banda passante. Se si rappresenta con Seff la conduttanza mutua di funzionamento del tubo, con Ci e con Co la capacità d'ingresso e di uscita di esso e con Cc le capacità distribuite varie, si ha:

$$G \cdot B = \frac{Seff}{2\pi\ (Ci + Co + Cc)}$$

Il prodotto G . B dipende quindi essenzialmente dai coefficienti caratteristici del tubo ed assume un valore massimo

$$G \cdot B = \frac{S}{2\pi\ (Ci + Co)}$$

quando le capacità distribuite e pertanto a carattere parassitario sono nulle e quando la conduttanza mutua di funzionamento coincide con la conduttanza statica S.

Con il pentodo EF80, si ha G . B = 100, per cui risulta un'amplificazione di tensione G = 22 per B = 5 Mc/s.

In pratica una cifra del genere non può essere raggiunta perchè i valori delle capacità d'ingresso e di uscita del tubo in regime di funzionamento, cioè a caldo, sono alquanto superiori ai corrispondenti valori a freddo considerati nel prodotto stesso. Se si realizza l'accordo del circuito anodico mediante la sola variazione dell'induttanza, ottenuta per esempio con lo spostamento di un nucleo ferromagnetico, la capacità effettiva esistente all'uscita del tubo è minima ed il prodotto G . B risulta uguale a 55.

Ciò significa che l'amplificazione fornita dallo stadio è di 11 unità quando la banda passante ha un'estensione di 5 Mc/s. Occorrono pertanto tre stadi (amplificazione complessiva 11^3) quando la tensione a frequenza portante che si ha nel circuito di antenna è di 100 μV, mentre sono necessari quattro stadi (11^4) nel caso che questa tensione sia di 10 μV. E' inoltre evidente che si ottengono delle cifre minori di G quando si comprendono in questi stadi uno o più circuiti (trappola) aventi il compito di escludere dall'uscita ogni altro canale estraneo a quello televisivo.

L'amplificazione diminuisce anche adottando le disposizioni note per far fronte agli effetti della variazione della capacità d'ingresso del tubo provocata dalla regolazione del contrasto. Poichè in tal caso si ricorre infatti alla reazione in controfase omettendo il condensatore in parallelo al resistore in serie al catodo, si va incontro ad una diminuzione di G.

Merita rilevare che il significato pratico oltre che concettuale del prodotto G . B è notevole, perchè permette di conoscere il valore di G quando quello di B è fissato. Se si tratta di una rete di n stadi in cascata, si ricava un'amplificazione complessiva

$$Gt = G^n.$$

La banda totale passante Bt è calcolata in tal caso dal prodotto

$$F_B \cdot B$$

con

$$F_B = \sqrt{2^{1/t} - 1},$$

essendo t il numero dei circuiti, accordati, beninteso, sulla medesima frequenza. Questa formola dimostra chiaramente che il valore di F_B è tanto più elevato quanto più t è piccolo e viceversa. Per ottenere di estendere la banda richiesta, indipendentemente dal numero dei circuiti accordati, cioè degli stadi richiesti dall'amplificazione complessiva (ciò che è quanto dire per aumentare il valore di F_B senza diminuire quello di t), si ricorre usualmente alla cosidetta sintonia ripartita (staggered tuning, in inglese). Questo sistema è caratterizzato dal fatto che i circuiti oscillanti sono accordati su diverse frequenze intese distribuite opportunamente entro l'intera estensione della banda di funzionamento.

Per una rapida valutazione della frequenza di accordo, si ricorre ai procedimenti grafici precisati nelle figg. 2 e 3, in cui si è ammesso che la frequenza di conversione risulti uguale a 21 Mc/s. Il diagramma della fig. 2 si riferisce alla catena di quattro stadi riportata nella fig. 1 ed è ottenuto suddividendo in dieci parti uguali un semicerchio avente un diametro corrispondente, con scala arbitraria, all'estensione di 5 Mc/s richiesta. Così facendo, le ordinate tracciate in corrispondenza

delle parti di ordine dispari, considerate con numerazione successiva in senso orario a partire dal diametro, forniscono le frequenze successive di accordo dei cinque circuiti oscillanti.

Oltre a ciò la lunghezza delle ordinate corrispondenti a queste frequenze, rappresentano, in scala, la metà della banda affidata a ciascun circuito. Da questa valutazion per via grafica si perviene alle cifre raccolte nell'unita tabella.

Un procedimento analogo è seguito nel caso che gli stadi siano in numero di tre, cioè che si debbano ricercare le frequenze di accordo di quattro circuiti. Il semicerchio dev'essere suddiviso in tal caso in otto parti ed i valori richiesti sono precisati dalle ordinate corrispondenti alle parti con numero dispari, intese ancora distinte con successione in senso orario (fig. 3).

Dall'esame di questi grafici si perviene a due conclusioni di notevole importanza. La prima riguarda il valore della frequenza di conversione che può anche non essere compreso tra le frequenze di accordo di uno dei circuiti, come avviene infatti nel caso che i circuiti stessi siano di numero pari. La seconda conclusione si riferisce alla diversa estensione della banda interessata da ciascuno stadio. A tal uopo, il coefficiente di merito Q di ciascun circuito, è modificato nei termini richiesti dall'estensione stessa, dimensionando adeguatamente il resistore connesso in parallelo al circuito di griglia. Questo provvedimento s'intende escluso dal circuito interposto tra il convertitore di frequenza ed il primo stadio per l'amplificazione della frequenza intermedia, perchè in esso risulta normalmente raggiunto il valore più opportuno. Può essere invece inadeguato il Q del circuito connesso al rivelatore, in conseguenza all'importo dello smorzamento introdotto dal diodo e che corrisponde all'incirca al valore del carico. Dai dati forniti dal grafico per il calcolo delle diverse frequenze di accordo è possibile determinare il minimo valore del coefficiente di merito richiesto da ciascun circuito. Si ha infatti

$$Q = fo/B$$

essendo fo la frequenza di accordo di esso e B l'estensione di banda. Per esempio, il circuito A dello schema riportato nella fig. 1, al quale si riferisce il grafico della fig. 2, richiede di essere accordato su 18,6 Mc/s e deve consentire al transito di una banda di 1,6 Mc/s. Si ha quindi

$$Q = 18{,}6/1{,}6 = 11{,}6,$$

quale cioè può aversi con una resistenza complessiva in parallelo

$$R = Q/2\pi foC = \frac{11{,}6}{2\pi \cdot 18{,}6 \cdot 10^6 \cdot 22 \cdot 10^{-12}} =$$

= 4500 ohm, considerando uguale a 22 pF, cioè circa al doppio della somma fra le capacità d'ingresso e di uscita del tubo, la capacità complessiva di accordo. Se il circuito ha invece un

di conversione. Le difficoltà che si possono incontrare per realizzare una condizione del genere, sono evitate con gruppi di due o più stadi accordati sulla medesima frequenza di ripartizione. Con questo criterio una catena di cinque stadi, comprendente cioè sei circuiti accordati, può essere realizzata con due gruppi di tre circuiti o con tre gruppi di due circuiti. Qualora ciascun gruppo sia predisposto per una estensione di banda di 3 dB, uguale cioè a quella totale richiesta dall'intero insieme, l'attenuazione esercitata sulle frequenze estreme della banda dovrà essere di 6 dB con due gruppi identici in cascata, mentre è richiesta di 9 dB quando i gruppi sono tre. Ciò dimostra che è necessario predisporre ciascun gruppo per una banda alquanto più estesa di quella richiesta dall'insieme degli stadi.

Moltiplicando la larghezza della banda richiesta all'intero insieme, per i fattori raccolti nella tabella seguente, si ottiene di conoscere la larghezza della banda di ciascun gruppo.

Numero dei circuiti ad accordo ripartito compresi in ogni gruppo	Numero dei gruppi identici 1	2	3	4	5
1	1	1,56	1,96	2,27	2,56
2	1	1,25	1,41	1,54	1,61
3	1	1,16	1,25	1,32	1,37
4	1	1,11	1,19	1,23	
5	1	1,09	1,15		
6	1	1,075	1,11		
7	1	1,05			

Ciò mette in chiara evidenza che la larghezza di banda per ciascun gruppo aumenta con il numero dei gruppi adoperati. In un amplificatore con sei circuiti accordati, per esempio, questo fattore è uguale ad 1 per un solo gruppo, mentre è uguale ad 1,16 per due identici gruppi di tre circuiti ed è uguale ad 1,41 per tre gruppi di due circuiti. Si trova così, per quest'ultimo caso, che ciascun gruppo dev'essere previsto per una larghezza di banda di 7 Mc/s, nel caso che la banda passante dell'insieme sia di 5 Mc/s. Segue da ciò una minore amplificazione conseguente al fatto che il prodotto G . B assume un valore costante, come si è visto, per un determinato tipo di tubo.

E' interessante confrontare il diverso valore dell'amplificazione complessiva ottenuta nel caso del sistema ad accordo ripartito, con quello che si ha accordando i diversi circuiti sulla medesima frequenza. L'amplificatore a quattro stadi, riportato nella fig. 1, è in grado di fornire un'amplificazione di 10.000 unità con l'accordo ripartito, corrispondente cioè ad una

STADIO (1)	F (Mc/s)	B (Mc/s)
A	18,6	1,6
B	19,5	4
C	21	5
D	22,5	4
E	23,4	1,6

(1) - amplificatore a quattro stadi;

STADIO (2)	F (Mc/s)	B (Mc/s)
A	18,7	1,9
B	20,05	4,6
C	21,95	4,6
D	23,8	1,9

(2) - amplificatore a tre stadi.
F - frequenza di accordo;
B - ampiezza di banda;

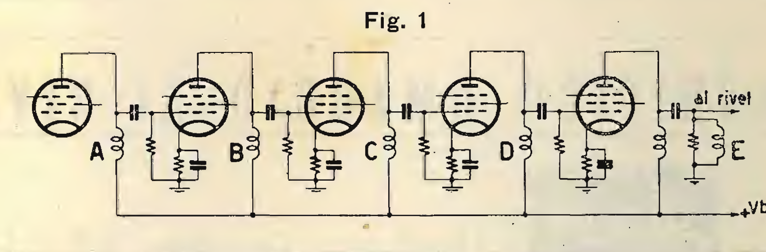


Fig. 1

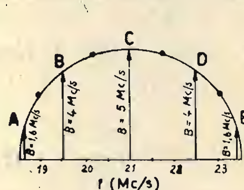


Fig. 2

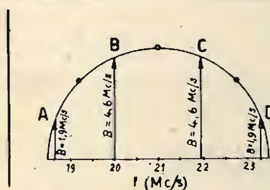


Fig. 3

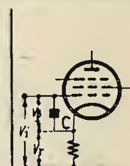


Fig. 4

Q = 25, valore facilmente ottenuto in pratica, si ha una resistenza in parallelo data da (25/11,6) . 4500 = 9700 ohm.

Affinchè si ottenga una resistenza complessiva di 4500 ohm in parallelo al circuito d'ingresso del tubo successivo al quale è connesso il circuito in questione, si dovrà ricorrere ad una resistenza di 8500 ohm.

Dal grafico della fig. 2 risulta anche evidente che i circuiti accordati sono interessati da una banda che è tanto più ristretta quanto più ci si allontana dal valore della frequenza

amplificazione di 10 unità per stadio. Se i circuiti oscillanti sono invece accordati sulla medesima frequenza, ciascuno stadio dev'essere predisposto per una banda passante 2,56 volte maggiore della banda totale.

Poichè cioè equivale a ridurre l'amplificazione di ogni stadio a circa 4 unità, l'intero insieme di quattro stadi può fornire un'amplificazione uguale a 4^4, cioè di 256 unità.

A questi problemi di principio che si sono trattati, occorre aggiungere varie altre considerazioni di dettaglio ma non per

questo meno importanti. Si è già detto che se si comprende nell'insieme un filtro per sopprimere i canali adiacenti, estranei alla trasmissione televisiva, l'amplificazione fornita risulta minore di quella che può essere altrimenti raggiunta. Oltre a ciò viene ad essere modificata la forma della curva di responso, inconveniente questo al quale si può far fronte modificando entro un breve intorno a quello precisato, le frequenze ed i coefficienti di merito dei circuiti di accordo.

Anche la successione delle frequenze di accordo, considerata crescente andando dal convertitore di frequenza al rivelatore, può richiedere di essere modificata per diverse ragioni. Premesso che queste modifiche non alterano la forma della curva di risonanza, occorre tener presente che il primo stadio a frequenza intermedia è usualmente adoperato per amplificare anche la frequenza intermedia del canale sonoro. Ciò può infatti avvenire attribuendo al circuito di accordo di questo stadio la frequenza più conveniente scelta tra i valori stabiliti in sede di ripartizione. E' però da notare la necessità di prevenire gli inconvenienti derivanti dalla variazione della tensione di polarizzazione con la quale si effettua la regolazione del contrasto.

Questa variazione interessa esclusivamente lo stadio a frequenza portante ed i primi due stadi a frequenza intermedia.

Essa dev'essere infatti esclusa dallo stadio di conversione delle frequenze portanti perchè si va incontro, altrimenti, ad inevitabili variazioni della frequenza di funzionamento del generatore locale. Si comprende pertanto che, in conseguenza alla variazione della tensione di polarizzazione, si verifica a caldo una variazione della capacità d'ingresso del tubo (effetto Miller), per cui risulta modificata in misura anche rilevante, la curva di responso del ricevitore.

Segue quindi la necessità che, con il sistema ad accordo ripartito, i circuiti a frequenza intermedia che precedono gli stadi sottoposti alla regolazione suddetta, devono essere interessati dalle bande più elevate del sistema di ripartizione. Così facendo, le variazioni della capacità d'ingresso sono minimamente risentite dalla curva totale di responso e possono essere neutralizzate con una particolare disposizione circuitale che ora si illustra, dopo aver precisato l'importanza di questa variazione.

La curva rappresentativa di questa variazione, ricavata sperimentalmente, dimostra che la variazione della capacità d'ingresso è uguale ad 1,95 pF andando da 7,4 mA/V a 0,74 mA/V di pendenza. Per far fronte a ciò si ricorre alla disposizione riportata nella fig. 4, in cui si è connesso in serie al catodo il resistore R e si è indicato con C la capacità d'ingresso del tubo. Così facendo si viene a creare una tensione di controreazione Vr che consente di mantenere costante la capacità in questione. Ciò è spiegato come segue.

Quando al tubo EF80 non è applicata la tensione di controreazione, la capacità risulta uguale a 7,2 pF e varia, per effetto elettronico, fino a 9,4 pF, quando la griglia riceve una tensione di — 2V. Se invece è presente la tensione di controreazione Vr, la tensione applicata alla capacità d'ingresso è diminuita di un importo uguale a $1/(1+SR)$ in cui S è la pendenza statica del tubo. Affinchè la capacità d'ingresso risulti invariata, è sufficiente ricercare il modo per mantenere costante la quantità di elettricità accumulata dalla capacità d'ingresso; ciò ha infatti per conseguenza di poter considerare costante questa capacità.

Nel caso di cui sopra si raggiunge questa condizione quando il fattore $1 + S \cdot R$ è uguale a $9,4/7,2 = 1,3$, ossia quando, essendo $S = 7,4$ mA/V, si connette in serie al catodo un resistore di valore $0,3/S = 41$ ohm. Così facendo, oltre alla variazione in questione che risulta eliminata, la conduttanza mutua effettiva del tubo subisce una diminuzione secondo un fattore uguale a $1/1,3 = 0,77$. In pratica si preferisce di ricercare un compromesso tra il valore della resistenza in questione (il cui valore è usualmente inferiore a quello fornito dal calcolo) ed il conseguente valore della pendenza di funzionamento del tubo. Con il pentodo EF80 si può pertanto dare ad R il valore di 27 ohm. ✱

(continua)

Si darà inizio, nel N. 15, alla pubblicazione dei dati di funzionamento dei tubi per TV e per FM, recentissimamente realizzati dalla « PHILIPS ».

La tabulazione è completata dall'intera serie delle caratteristiche statiche e dinamiche ed è ordinata in modo da poter essere consultata rapidamente.

ENERGO ITALIANA

SOCIETA' RESPONS. LIMITATA CAPITALE L. 500.000

PRODOTTI PER SALDATURA

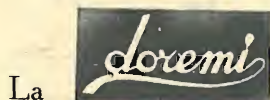
MILANO (539)



VIA G. B. MARTINI, 8-10
TELEFONO N. 28.71.66

Filo autosaldante a flusso rapido in lega di Stagno « ENERGO SUPER ».
Con anima resinosa per Radiotelefonia.
Con anima evaporabile per Lampadine.
Deossidante pastoso neutro per saldature delicate a Stagno « DIXOSAL ».
Prodotti vari per saldature in genere.

MAGNIFICO OMAGGIO AI RIVENDITORI RADIO

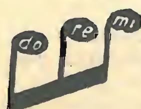
La 

Distributrice Depositaria S. E. C. I.: **REGALA** una elegantissima, pratica, compatta CASSETTIERA di Faggio evaporato lucidato naturale di 48 SCOMPARTI ai primi **100 Clienti Rivenditori** che ritireranno in una sola volta almeno **2000 resistenze** S. E. C. I. assortite nei valori e tipi come da listini in distribuzione.

ATTENZIONE! Si tratta dei veri originali **Resistori S.E.C.I.** studiati e realizzati nei suoi Laboratori Scientifici e costruiti con la tecnica più moderna e con mezzi industriali d'eccezione. Serie a **Impasto RIS** - Serie a **Impasto Isolate R.I.P.** - Serie a **Strato RSC** - Serie a **Filo Laccate RSL** - Serie a **Filo Smaltate RSS.**

RESISTORI A TOLLERANZE SPECIALI PER TELEVISIONE

RICHIEDERE APPOSITO MODULO D'ORDINAZIONE



DOLFIN RENATO - MILANO - Radioprodotti "do . re . mi"

Piazza Aquileia, 24 - Telefono 48.26.98

TECNICA DELLE MICRO-ONDE

P. Soati

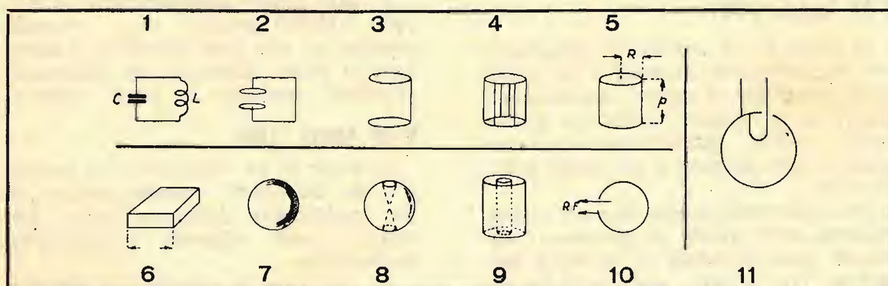
GENERALITÀ.

I recenti sviluppi della tecnica elettronica, permettendo la risoluzione di alcuni problemi che in passato sembravano assolutamente insormontabili, hanno creato le condizioni necessarie affinchè le microonde possano essere sfruttate vantaggiosamente nella pratica delle radio comunicazioni. L'importanza che esse assumono in tale campo è talmente nota che non necessita di una particolare illustrazione, d'altra parte i nostri lettori non ignorano certamente che il loro impiego ha permesso di migliorare, fra l'altro, le possibilità esplorative del radar.

Di fronte ad un fattore negativo, ma non nel senso più assoluto, quale è da ritenersi la portata, che attualmente è considerata limitata alla distanza ottica, le micro onde presentano vantaggi indiscutibilmente notevoli quali la possibilità di concentrazione in fasci eccezionalmente sottili, per effetto di adatti riflettori, con il conseguente duplice risultato di aumentare l'energia irradiata in una data direzione, e quindi la portata, e di diminuire contemporaneamente le possibilità di interferenza, non solo con stazioni che usino frequenze contigue, ma bensì anche con stazioni locali che lavorino sulla stessa frequenza ma con direzioni diverse. Tali particolarità, se si tiene conto che i canali disponibili sulla gamma delle micro onde sono innumerevoli, permette che in una data regione si possa realizzare un numero imponente di collegamenti senza correre l'alea delle interferenze cosa che invece è comune alle onde di lunghezza superiore. E' perfettamente logico quindi che verso queste onde si orientino attualmente tanto quei servizi che trovano in esse caratteristiche eminentemente adatte ai loro scopi quanto quelli che, pur potendo usufruire delle frequenze più basse, vedono in esse un toccasana per sfuggire alla saturazione e di conseguenza al caos che si verifica nelle altre bande. Per queste ragioni oltre ai servizi radar, di cui abbiamo parlato più sopra, ed ai quali le onde centimetriche permettono una maggiore definizione panoramica ed un miglioramento delle misure angolari, attualmente utilizzano le micro onde i servizi aerei e meteorologici, le trasmissioni televisive sperimentali, i servizi telefonici cittadini ed infine quelli interurbani ed a grande distanza, i quali naturalmente si valgono di stazioni di transito intermedie. E' recente, infatti, la notizia della costruzione negli Stati Uniti di ben 55 stazioni che hanno permesso l'allacciamento, per mezzo delle onde centimetriche, fra la costa del Pacifico e quella Atlantica.

I motivi per i quali le micro onde, nelle quali debbono essere comprese tutte le onde fra i 3 cm ed il metro, non hanno ottenuto in passato un impiego pratico è da attribuire alla mancanza di apparecchiature atte a generarle.

Infatti nei circuiti risonanti ad uso delle frequenze più basse si può considerare ciascun componente come un elemento distinto e, connettendo un condensatore ad una bobina, per ottenere la capacità e l'autoinduzione richieste, si può anche trascurare il fatto che il primo possegga una certa autoinduzione e la seconda una determinata capacità distribuita. Nelle micro onde invece tale distinzione non è possibile ed i tecnici che in passato si dedicarono ad esse, e fra i quali il nostro Marconi, constatarono che per poterle generare le dimensioni dei circuiti oscillanti dovevano ridursi a limiti tali che gli stessi collegamenti presentavano una autoinduzione superiore a quella della bobina la quale ultima a sua volta doveva avere dimensioni talmente ridotte da perdere le caratteristiche induttive impedendo naturalmente la formazione delle oscillazioni. Altre difficoltà notevoli furono incontrate per far spostare l'energia ad altissima frequenza nei vari circuiti e verso l'antenna, e d'altra parte neanche le valvole a disposizione si prestavano allo scopo dato che il tempo impiegato dagli elettroni per passare da un elettrodo all'altro era notevolmente superiore al periodo di oscillazione delle micro onde.



Anni ed anni di studi ed esperienze furono necessari affinchè i suddetti ostacoli potessero essere eliminati e finalmente con l'avvento dei risonatori si superarono le difficoltà relative agli oscillatori, con il magnetron a cavità ed il klystron, quelle delle valvole ed infine con le guide d'onda ed i cavi coassiali si rese possibile lo spostamento dell'energia ad altissima frequenza senza che si verificassero eccessive perdite per irradiamento.

Di questi singoli elementi tratteremo brevemente, ed in modo semplice, allo scopo di permettere ai lettori di farsi un concetto delle loro caratteristiche di funzionamento che d'altra parte debbono essere conosciute se si desidera approfondirsi nello studio delle complesse apparecchiature destinate alle micro onde.

RISONATORI A CAVITÀ.

I risonatori a cavità, noti anche con il nome di *Rhumbatron*, si basano sul principio che qualsiasi superficie chiusa, purchè sia costituita da pareti conduttrici, consente l'esistenza nel suo interno di oscillazioni elettromagnetiche.

Data la loro semplicità di realizzazione, in relazione alla elevata resistenza dinamica e all'alto valore del Q ed in conseguenza del fatto che le loro dimensioni sono dello stesso ordine della lunghezza d'onda, esse sono particolarmente indicate per l'uso come circuiti da accordare sulle onde centimetriche, ed in tal caso si dimostrano nettamente superiori rispetto ai circuiti a costanti concentrate ed alle linee concentriche risonanti.

In linea di massima si può ritenere che un risonatore a cavità derivi da un normale circuito a capacità ed induttanza, e ciò si può rilevare osservando le fig. 1, 2, 3. E' facile rilevare come nella fig. 2 il condensatore C sia stato ridotto a due minuscole piastre affacciate l'una all'altra e la bobina L ad un semplice filo di rame, che in fig. 3 è stato portato addirittura alla minima espressione possibile e precisamente ad un conduttore che unisce fra di loro le due piastre seguendo la via più breve. Per diminuire ulteriormente la lunghezza d'onda di risonanza del circuito è sufficiente collegare fra le due piastre altri conduttori identici e paralleli ad L come indicato in fig. 4. Aumentando indefinitamente tali conduttori si giunge alla realizzazione di una parete continua che, unitamente alle armature del condensatore, assume, in questo particolare caso, la forma di un cilindro

simile ad una piccola scatola metallica e che per l'appunto corrisponde ad un risonatore a cavità. In pratica si realizzano risonatori che possono avere le più svariate forme e precisamente : anulari, cubiche, cilindriche, parallelepipede, sferiche etc., dette cavità non rientranti (fig. 5, 6, 7) ed altre, che sono definite cavità rientranti, come la sfera rientrante etc. (fig. 8 e 9).

Nell'interno di una cavità eccitata si stabiliscono delle onde stazionarie che possono paragonarsi a quelle che si generano in un otre vuota quando vi si parla dentro. La differenza fra tali tipi di oscillazione risiede naturalmente nella frequenza di oscillazione che nel primo caso è enormemente superiore giacchè la lunghezza d'onda di risonanza di una cavità, come abbiamo già accennato, è sempre dell'ordine di grandezza delle dimensioni della cavità stessa.

Il calcolo della frequenza di risonanza è sempre esigibile quando si tratti di cavità non rientranti aventi forme geometriche classiche ed in qualche caso anche per quelle rientranti. Per i casi più complessi, invece, il calcolo è sempre approssimativo.

FREQUENZE DI RISONANZA

di alcuni risonatori :

Risonatore Cilindrico Fr = 2.61 × raggio.
Risonatore Prisma quadrato Fr = 2.83 × 1/2 lato.
Risonatore Sfera Fr = 2.28 × raggio.
Risonatore Sfera rientrante Fr = 4 × raggio.

Come tutte le oscillazioni elettromagnetiche quelle esistenti nell'interno dei risonatori a cavità (cioè la frequenza di risonanza e le eventuali armoniche che possono coesistere) sono composte da un campo elettrico e da un campo magnetico che sono concentrati in modo diverso a seconda della forma della cavità.

Per sottrarre od applicare energia ai risonatori si può agire indipendentemente tanto sul campo elettrico quanto sul campo magnetico. Nel primo caso, fig. 10, si introduce nel risonatore una piccola antenna, costituita dal conduttore interno di un cavo coassiale, la quale deve essere orientata nello stesso senso delle linee formanti il campo elettrico. Nel secondo caso, fig. 11, al conduttore che si introduce nella cavità viene data la forma di spira, la quale dovrà essere perpendicolare alle linee formanti il campo magnetico. L'accoppiamento può essere reso variabile spostando la posizione degli elementi interni, antenna o spira, della cavità. Nel primo caso l'accoppiamento sarà minimo quando l'antenna si troverà ad essere perpendicolare alle linee elettriche, nel secondo caso invece tale minimo si avrà quando la bobina sarà parallela alle linee magnetiche.

(*Continua*)

Complessi FONOGRAFICI MODERNI

3 velocità - Cambio automatico dei dischi

Per cortese concessione della CIAS TRADING COMPANY

La tecnica della registrazione e della riproduzione dei suoni su dischi, è andata notevolmente perfezionandosi in questi ultimi tempi.

Oltre a conseguire dei risultati eccezionali nel campo della sensibilità e della fedeltà di riproduzione, si è ottenuto di aumentare il tempo di funzionamento con i dischi a microsolco e si è anche diminuito largamente il logorio del disco. A questi fattori spiccatamente tecnici, atti a soddisfare le esigenze estetiche di qualsiasi cultore di musica, si sono aggiunti dei fattori pratici, quali il cambiamento automatico dei dischi, le puntine adatte a qualsiasi registrazione e di durata illimitata, ecc.

Accanto a questa evoluzione tecnica si è creata un'industria americana specializzata, il cui esponente più noto è rappresentato in Italia dall'Egr. Sig. M. Capriotti («Cias Trading Company», via Malta 2-2, Genova) che ha fornito e che fornisce tuttora all'industria e al pubblico, diverse realizzazioni di particolare interesse che meritano di essere conosciute.

V-M Mod. 950.

Si tratta di un complesso fonografico con funzionamento automatico per 3 velocità, destinato ad essere adoperato con dischi di qualunque grandezza e che serve anche, indifferentemente, per quelli di tipo normale e per quelli a microsolco.

In questa realizzazione le parti in movimento sono ridotte al minimo; i comandi sono accentrati in un'unica manopola. Tra le altre caratteristiche più evidenti, si osservano :

— assoluta silenziosità di funzionamento;

— coppia motrice adeguata ai diversi tipi di dischi;

— assoluta impossibilità di danneggiamento del disco, durante il cambiamento automatico; il movimento di caduta dei dischi, che si abbassano lungo l'asse, è smorzato da uno strato d'aria; ciò è stato verificato anche dopo un uso ripetuto e prolungatissimo;

— durata illimitata dell'equipaggio mobile del pick-up, nel quale si comprende, come si è accennato, una puntina che non si consuma, che non logora il disco e che può servire per qualunque incisione;

— elevatissima capacità; possono essere infatti collocati 12 dischi da 10" o 10 dischi da 12" di qualunque tipo, cioè da 78 giri e da 33 1/2 giri al minuto; si possono anche suonare 12 dischi da 7" a 33 1/2 o 45 giri al minuto e si possono infine mescolare indifferentemente i dischi da 10" con quelli da 12" aventi la medesima velocità;

— robustezza, semplicità ed eleganza di linee, con rifinitura molto accurata anche in dettaglio.

Il complesso VM-950 è adatto su qualsiasi radiogrammofono ed è installato come equipaggiamento originale dai migliori costruttori.

V-M Mod. 955.

E' data questa denominazione al modello VM-950 quando esso, essendo montato su una base metallica, è destinato ad essere adoperato con qualunque ricevitore provvisto di presa « fono ».

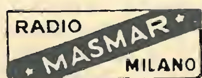
V-M Mod. 150.

Si tratta di un complesso con cambio a mano dei dischi, montato insieme ad un amplificatore autonomo entro una valigetta molto elegante e facilmente trasportabile.

Le variazioni di velocità, in numero di 3, sono ottenute con lo spostamento di una levetta. L'insieme è provvisto di regolatore manuale di tono e di volume; quest'ultimo è abbinato all'interruttore.

Anche questa realizzazione è prevista per qualsiasi tipo e grandezza di disco.

La fedeltà di riproduzione e la potenza di uscita si sono dimostrati particolarmente notevoli. ✱



COSTRUZIONI RADIOFONICHE
"MASMAR"
Comm. M. MARCHIORI

Via Andrea Appiani 12 - MILANO - Telefono N. 62.201

GRUPPI A. F.
MEDIE FREQUENZE 467 Kc/s.

Richiedete i nuovi Gruppi a 2 gamme e i trasformatori di M. F. di piccole dimensioni

INTRODUZIONE ALLO SVILUPPO PRATICO DEI PROGETTI

G. Termini

La trattazione che segue vuole servire di introduzione allo sviluppo pratico dei progetti *che verranno riportati successivamente su queste pagine. Si è fatto in materia un lavoro assolutamente inedito, caratterizzato da un processo di ordinamento e di semplificazione che è destinato a suscitare largo interesse nella massa degli studiosi.*

E' noto in proposito che la progettazione dei radioapparati e delle singole parti, può essere svolta con diversi metodi e che la scelta del procedimento più appropriato è legata a diversi fattori, tra i quali si comprende l'approssimazione più o meno importante che può essere accettata.

Togliere l'incertezza della scelta del metodo, precisare in dettaglio gli sviluppi, mantenere le imprecisioni del calcolo preventivo entro le esigenze pratiche, informare lo studioso sul come procedere nel lavoro per eliminare queste imprecisioni: ecco lo scopo della trattazione annunciata, della quale questo articolo ne è la necessaria premessa. Si tratta in realtà di un particolare aspetto della tecnica che è andato evolvendosi con l'esperienza dei migliori costruttori e che è scarsamente trattato nella stampa tecnica. Si dimostrerà anche, oltre tutto, che il lavoro di progettazione, inteso come valutazione numerica preventiva, non può essere considerato un privilegio di pochi e che gli sviluppi relativi sono normalmente semplici e rapidi.

Formulazione matematica delle operazioni di calcolo

Si dà il nome di *formula* ed è detta anche *espressione* o *relazione matematica*, una scrittura letterale nella quale sono indicate le operazioni che si devono eseguire con i corrispondenti valori numerici, per conoscere il valore numerico stesso della formula. Non diversamente si esprime il *Petrocchi* nel suo *Dizionario Universale della Lingua Italiana* (*F.lli Treves, editori*), in cui è detto che deve intendersi per *formula* una « *espressione algebrica che serve a risolvere tutti i problemi non differenti che per il valore dei dati* ».

Ciò è quanto dire che le operazioni indicate nella formula esprimono i legami esistenti fra le singole grandezze, indipendentemente dal valore numerico che può essere attribuito a ciascuna grandezza stessa.

Per esempio, la capacità a caldo d'ingresso, Ci, di un tubo elettronico (capacità griglia-catodo) è calcolata dalla formula:

$$Ci = Cg\,.\,k + (A + 1)\,Cg\,.\,p$$

nella quale *Cg . k* è la capacità griglia-catodo a freddo, *A* l'amplificazione di tensione fornita dal tubo e *Cg . p* la capacità interelettrodica griglia-placca.

Nella formula si sono precisate le operazioni che si devono eseguire quando, essendo noti Cg . k, A e Cg . p, si vuole calcolare il valore di Ci, ossia dell'incognita. Se invece si volessero semplicemente indicare le grandezze che concorrono a definire la capacità d'ingresso Ci del tubo, passando dal regime *a freddo*, a quello *a caldo*, si dovrebbe scrivere:

$$Ci = f\,(Cg\,.\,k,\ A,\ Cg\,.\,p),$$

intendendo con *f* il simbolo di *funzione*, cioè di dipendenza. Una scrittura in tal senso può servire nel corso di una trattazione informativa o di concetto ma non per il calcolo di *Ci*. Nè è da dimenticare anche che non si deve intendere completamente definito il valore dell'incognita, cioè in questo caso di Ci, se non si è tenuto conto di altre grandezze eventualmente non considerate dalla formula. E' infatti evidente che a definire la capacità d'ingresso del tubo concorrono altre grandezze, quali le capacità proprie e mutue del circuito esterno, ecc. La formula precisa soltanto che il valore della capacità d'ingresso del tubo subisce un incremento passando dal regime di non emissione a quello di emissione e che questo incremento è legato ai valori di *A* e di *Cg . p*. Calcolato il valore di *Ci* ed individuata la distribuzione delle diverse capacità del circuito d'ingresso, è agevole calcolare la capacità complessiva *Ct*, quale può essere necessario conoscere. Se le capacità *C* spettanti al circuito esterno, risultano in parallelo alla capacità *Ci*, considerata dalla formula, si ha infatti facilmente:

$$Ct = C + Ci,$$

per cui si può ritenere Ct = Ci solo se *C* è trascurabile rispetto a *Ci* stesso.

Da ciò discende una conclusione di notevole importanza. *Il valore di una grandezza, elettrica o costruttiva, può essere legato a elementi di diversa natura. Quando ciò avviene il valore della grandezza stessa è calcolato da diverse formule.* E' compito del progettista di decidere se e quali elementi possono essere eventualmente trascurati e quindi, in conclusione, di stabilire a quale formula si deve ricorrere.

Operazioni sulle formule

Gli sviluppi del calcolo che si richiedono in sede di progetto sono riferiti all'uso delle formule. Le operazioni relative assumono essenzialmente quattro aspetti diversi, in quanto riguardano:

a) *il calcolo numerico del valore della formula, quando si conoscono i valori da assegnare alle lettere;*

b) *il calcolo di una grandezza comunque compresa nella formula;*

c) *il calcolo del valore massimo della formula o di una qualsiasi grandezza compresa in essa quando si considera variabile un'altra grandezza;*

d) *il calcolo di due o più incognite.*

Prima di trattare in dettaglio di ciò occorre premettere che qualunque operazione numerica sulle formule, dev'essere eseguita esprimendo i diversi valori con l'unità di misura, salvo il caso, beninteso, che sia espressamente precisato in modo diverso.

Introduzione all'uso delle formule

Per esprimere i valori numerici con l'unità di misura, è opportuno ricorrere alle potenze del 10. Così facendo, l'*esponente* è di *segno* positivo quando il valore numerico è riferito ad un multiplo dell'unità di misura.

Per esempio: 4 K-ohm = $4\,.\,10^3$ ohm;
3 M-ohm = 3.10^6 ohm

e così via.

Il valore dell'esponente precisa il numero dei fattori dei prodotti. Poichè 4 K-ohm è uguale a 4000 ohm, cioè a 4 . 1000 ohm, si può scrivere: $4\,.\,10^3$ ohm essendo $10^3 = 10\,.\,10\,.\,10$, cioè uguale appunto a 1000. Si ricorda molto facilmente questa regola tenendo presente che il numero degli zeri che è fatto seguire ad 1 equivale al numero dell'esponente. Per 10^3 si deve quindi intendere 1000, cioè 1 seguito da tre zeri, per 10^5, 100.000 e così via.

Quando invece il valore numerico della grandezza è riferito ad un sottomultiplo, l'*esponente* della potenza del 10 è di *segno negativo*. Ciò è spiegato come segue. Volendo esprimere con l'unità di misura, per esempio, una tensione di 3 mV, anzichè scrivere 0,003 V, si può scrivere: $3\,.\,\frac{1}{1000}$ V, ciò che equivale a $3\,.\,\frac{1}{10^3}$ V. Il quoziente $\frac{1}{10^3}$ si scrive anche 10^{-3} in quanto l'uguaglianza $\frac{1}{10^3} = 10^{-3}$ rappresenta un'*identità numerica*, come può essere dimostrato eseguendo le operazioni.

Analogamente, per esempio, per una capacità di 200 pF, si può scrivere: $200\,.\,10^{-12}$ F, essendo 200 pF = $200\,.\,\frac{1}{10^{12}}$ F.

Si può quindi asserire che l'esponente negativo della potenza del 10, rappresenta il numero delle cifre che devono essere fatte seguire alla virgola. Così per 10^{-3} si deve intendere 0,001; per 10^{-6}, 0,000.001, ecc.

E' appena necessario avvertire che è inutile esprimere i valori numerici con l'unità di misura, quando si ha a che fare con grandezze omogenee, cioè della stessa specie, rappresentate con lo stesso multiplo o con lo stesso sottomultiplo dell'unità di misura.

La resistenza equivalente alla connessione in serie di un resistore da 2 M-ohm con un resistore da 0,5 M-ohm, è uguale a 2 + 0,5 = 2,5 M-ohm, ecc.

Ricorrendo alle potenze del 10 per esprimere le grandezze elettriche con l'unità di misura, si va incontro ad una particolare semplicità di scrittura e si agevola l'esecuzione del calcolo.

Per esempio, la reattanza capacitiva Xc di un condensatore da 500 pF (c), sottoposto ad una corrente alternativa di 42 c/s (f), e che è calcolata con la formula

$$Xc = 1/2\pi fc,$$

si scrive molto semplicemente:

$$Xc = \frac{1}{2\pi \cdot 42 \cdot 500 \cdot 10^{-12}}$$

In particolare le diverse operazioni che si devono eseguire quando in una formula si comprendono due o più potenze aventi la stessa base, possono essere così riassunte.

1. *Il prodotto di due potenze è una potenza che ha per esponente la somma algebrica degli esponenti.*

La costante di tempo *t* di un condensatore da 100 pF (C), connesso in parallelo ad un resistore da 0,5 M-ohm (R), è:
$t = C \cdot R = 100 \cdot 10^{-12} \cdot 0,5 \cdot 10^{6} = (100 \cdot 0,5) \cdot 10^{-6} = 50 \cdot 10^{-6}$ secondi, cioè 50 μ-secondi.

2. *Il quoziente di due potenze, sempre intese di uguale base, può essere trasformato in un prodotto, cambiando il segno dell'esponente della potenza trasportata dal denominatore al numeratore e viceversa.*

Applicando una tensione di 50 mV ad un circuito comprendente un resistore da 0,5 M-ohm, si stabilisce in esso una corrente $I = V/R = \frac{50 \cdot 10^{-3}}{0,5 \cdot 10^{6}} = \frac{50 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{-6}}{0,5} = \frac{50}{0,5} \cdot 10^{-9} = 100 \cdot 10^{-9}$ A $= 0,1$ μA.

3. *La potenza di una potenza è una potenza di uguale base che ha per esponente il prodotto degli esponenti.*

La potenza dissipata da un resistore R da 0,1 M-ohm, percorso da una corrente I di 10^{-3} A è $P = R \cdot I^2 = 0,1 \cdot 10^6 (10^{-3})^2 = 0,1 \cdot 10^6 \cdot 10^{-6} = 0,1 \cdot 1 = 0,1$ W.

4. *La potenza di un prodotto è uguale al prodotto delle potenze dei singoli fattori.*

Un resistore da 200 ohm è percorso da una corrente di 8 mA. La corrente dissipata in tal caso è: $P = R \cdot I^2 = 200 \cdot (8 \cdot 10^{-3})^2 = 200 \cdot 8^2 \cdot (10^{-3})^2 = 200 \cdot 64 \cdot 10^{-6} = 12800 \cdot 10^{-6} = 0,0128$ W.

Calcolo del valore dell'espressione numerica, ottenuto sostituendo alle lettere i valori ad esse attribuiti

Le operazioni che si devono eseguire per calcolare il valore dell'espressione numerica si deducono ovviamente dalla espressione stessa. In particolare le operazioni riportate entro le parentesi devono precedere ogni altra esecuzione.

La capacità di accordo di un circuito oscillante che si vuole accordare sulle frequenze portanti comprese fra 30 Mc/s e 15 Mc/s (corrispondenti, rispettivamente, a 10 m e a 20 m di lunghezza d'onda) varia tra 15 pF e 75 pF. Calcolare il valore dell'induttanza del circuito.

La formula di calcolo dell'induttanza di accordo è:

$$L = \frac{f^2max - f^2min}{4\pi^2 \cdot f^2max \cdot f^2min\ (Cmax - Cmin)}$$

Poichè risulta:
$fmax = 30$ Mc/s $= 30 \cdot 10^6$ c/s;
$fmin = 15$ Mc/s $= 15 \cdot 10^6$ c/s;
$Cmax = 75$ pF $= 75 \cdot 10^{-12}$ F;
$Cmin = 15$ pF $= 15 \cdot 10^{-12}$ F,
sostituendo alle lettere i rispettivi valori numerici, intesi espressi con l'unità di misura, si ottiene:

$$L = \frac{(30 \cdot 10^6)^2 - (15 \cdot 10^6)^2}{4 \cdot (3,14)^2 \cdot (30 \cdot 10^6)^2 \cdot (15 \cdot 10^6)^2 \cdot [(75 \cdot - 15) \cdot 10^{-12}]}$$

Eseguendo in sede separata le operazioni comprese tra le parentesi, si ottiene:
$(30 \cdot 10^6)^2 = 30^2 \cdot 10^{12} = 900 \cdot 10^{12}$;
$(15 \cdot 10^6)^2 = 15^2 \cdot 10^{12} = 225 \cdot 10^{12}$;
$(3,14)^2 = 9,869$;
$(75 - 15) \cdot 10^{-12} = 60 \cdot 10^{-12}$, per cui l'espressione di calcolo dell'induttanza L diventa:

$$L = \frac{900 \cdot 10^{12} - 225 \cdot 10^{12}}{4 \cdot 9,869 \cdot 900 \cdot 10^{12} \cdot 225 \cdot 10^{12} \cdot 60 \cdot 10^{-12}}$$

Si ha quindi successivamente:

$$L = \frac{(900 - 225) \cdot 10^{12}}{39,478 \cdot 202 \cdot 500 \cdot 10^{24} \cdot 60 \cdot 10^{-12}} = \frac{675 \cdot 10^{12}}{479657700 \cdot 10^{12}} = 0,0000013\ H = 1,3\ \mu H.$$

Calcolo di una grandezza comunque compresa nella formula

In sede d'impiego delle formule non si richiede soltanto di calcolare il valore numerico dell'espressione che si ottiene sostituendo alle lettere i valori assegnati a ciascuna.

Accade spesso di dover calcolare il valore di una grandezza qualsiasi che si comprende nella formula. La cosa è possibile purchè si conoscano i valori numerici da assegnare a tutte le altre lettere.

Per esempio, l'espressione di calcolo dell'amplificazione *A* fornita da uno stadio per la conversione delle frequenze portanti, assume la forma:

$$A = \frac{Sc \cdot Ri \cdot Rd}{Ri + Rd}$$

essendo *Sc* la pendenza di conversione, *Ri* la resistenza interna del tubo ed *Rd* la resistenza dinamica del circuito oscillante considerato in risonanza sulla frequenza di conversione. Ciò significa che per calcolare il valore di *A* occorre conoscere i valori di *Sc*, di *Ri* e di *Rd*.

Anzichè il valore di *A* può essere però richiesto di calcolare il valore di un'altra grandezza, per esempio, come avviene spesso, quello di *Rd*. La portata pratica di ciò è evidente. Il valore di *A* può essere infatti imposto tra i dati di progetto e può anche essere dedotto in relazione all'amplificazione prevista dagli altri stadi quando essa è commisurata all'amplificazione complessiva prestabilita. Noto *A*, il costruttore del tubo fornisce i valori di *Sc* e di *Ri* ed è compito del progettista di ricavare quello di *Rd*. Questo problema, come qualunque altro del genere, può essere facilmente risolto tenendo presente quanto segue.

1. *Il segno = separa due membri dell'espressione; invertendo tra loro i due membri, si ottengono due espressioni equivalenti.*

Es. $$A = \frac{Sc \cdot Ri \cdot Rd}{Ri + Rd};$$
$$\frac{Sc \cdot Ri \cdot Rd}{Ri + Rd} = A.$$

2. *Per liberare un membro dell'espressione dal denominatore, è sufficiente moltiplicare l'altro membro per il denominatore stesso. Così facendo, si ottiene di moltiplicare i due membri per un medesimo fattore; l'espressione che se ne ottiene è quindi equivalente all'espressione precedente.*

Es. $Sc \cdot Ri \cdot Rd = A(Ri + Rd)$

3. *Uno dei due membri dell'espressione può essere fatto uguale a zero, trasportando tutti i termini che si comprendono in un membro nell'altro membro, purchè si cambi a ciascuno il segno.*

Es. $A(Ri + Rd) - Sc \cdot Ri \cdot Rd = O$

4. *Sui membri dell'espressione possono essere eseguite tutte le trasformazioni ed i calcoli noti.*

Es. Eseguendo il prodotto A (Ri + Rd), si ottiene:
$$A \cdot Ri + A \cdot Rd - Sc \cdot Ri \cdot Rd = O$$
e quindi, ponendo Rd a fattore comune, risulta:
$$Rd\ (A - Sc \cdot Ri) + A \cdot Ri = O.$$
Si ha quindi:
$$Rd\ (A - Sc \cdot Ri) = - A \cdot Ri$$
$$Rd = \frac{- A \cdot Ri}{A - Sc \cdot Ri}$$
e può essere con ciò calcolato il valore di Rd.

Se ci si riferisce al triodo-esodo ECH42 (Ri = 1,7 M-ohm, Sc = 0,75 mA/V, affinchè l'amplificazione di conversione *A* dello stadio sia uguale, per esempio, a 100 unità, occorre sia:

$$Rd = \frac{- 100 \cdot 1,7 \cdot 10^6}{100 - 0,75 \cdot 10^{-3} \cdot 1,7 \cdot 10^6} = 144.000\ ohm.$$

●

Tratteremo successivamente di un problema di rilevante interesse per il progettista, cioè del calcolo del valore di una grandezza, inteso necessario per assumere alla variabile dipendente da essa, il suo valore massimo o minimo. *

CONSULENZA di IIPS

57. Sig. N. Barra, Salerno.

I dati per il calcolo di un'antenna a presa calcolata sono stati riportati nel n. 8 di RADIOTECNICA. Per sua comodità li ripeto. La lunghezza dell'antenna si calcola con la formula 142/646/F (Kc/s). La distanza della discesa dal centro C dell'antenna è legata alla formula P = L . K dove P rappresenta la distanza in metri dal centro, L la lunghezza dell'antenna, K un fattore che dipende dal diametro del filo di antenna e che è di 0.143 per filo da 1.6 mm, 0.139 per filo da 2 mm, 0.133 per filo da 2.5.

58. Sig. G. Sanguineti, La Spezia.

Nella sua lettera precedente effettivamente non aveva posto il quesito al quale rispondo adesso.

La pioggia, oltre al noto caratteristico fruscio, esercita una particolare influenza sulla propagazione delle onde e. m. ed in modo particolare sulle onde u.c. Secondo Stratton e Mie, infatti, la pioggia provocherebbe sulle onde centimetriche una sensibile attenuazione dovuta a fenomeni di risonanza ed alla dispersione. Questi fenomeni dipenderebbero dal rapporto del diametro delle particelle d'acqua rispetto alla lunghezza d'onda e dalla costante dielettrica. Robertson, che al riguardo ha eseguito diverse esperienze, sempre su onde centimetriche, ha constatato che le perdite possono essere valutate in circa 0.6 dB per miglio e per ogni millimetro di acqua caduta in un'ora. Per temporali di 100 millimetri all'ora si possono verificare perdite di 40 dB per miglio.

59. Sig. G. Piol, Trieste.

Completo le informazioni già comunicate per lettera. Per ottenere il certificato di radiotelegrafista a bordo degli aerei, oltre ad essere in possesso del certificato di radiotelegrafista per le navi mercantili, è necessario inoltrare preventivamente domanda in carta bollata da L. 32 al Ministero della Difesa Aeronautica, Direz. Gen. Aviaz. Civile, Divis. Brevetti e Scuole con la quale si chiede di essere autorizzati a sottoporsi a visita psicofisiologica (indicando il tipo di brevetto che si vuole conseguire) presso un Istituto Medico legale dell'Aereonautica (Milano, Napoli, Roma) o presso le direzioni di sanità dei Comandi di Zona Aerea e dei Comandi dell'Aereonautica della Sicilia o Sardegna. Ove l'esito della visita medica risulti favorevole dovrà inoltrare domanda in carta bollata al suddetto Ministero per essere autorizzato a compiere le ore di tirocinio di volo presso una società di navigazione aerea a proprie spese.

60. Sig. G. Bertora, Genova.

In realtà i concetti costruttivi di un radar sono diversi a seconda che lo stesso sia destinato alle navi mercantili o alle navi da guerra. A quest'ultime interessa avvistare qualsiasi ostacolo, che potrebbe essere una nave nemica, alla massima distanza possibile. Il grado di precisione della distanza ha in tal caso una particolare importanza. Inoltre gli ostacoli debbono essere rappresentati, possibilmente, tanto sull'asse di distanza orizzontale quanto su presentazione topografica (PPI). Nelle navi mercantili invece si ha il massimo interesse ad individuare ostacoli particolarmente vicini (anche a meno di un chilometro), mentre la distanza massima è sufficiente sia spinta ad alcune diecine di chilometri. La precisione delle distanze può essere contenuta in limiti molto più bassi di quelli richiesti nelle navi da guerra mentre l'unica forma di rappresentazione richiesta è quella tipo PPI..

61. Sig. R. Castelli, Novara.

Il minimo delle macchie solari, durante l'attuale ciclo undecennale, non si è ancora presentato: si verificherà infatti nel periodo 1954-1955. Il massimo si è riscontrato nel 1947 ed in quel l'anno, nel periodo estivo-autunnale, è stato accertato l'eccezionale numero di 170 macchie.

Con la sigla EHF sono indicate le « Frequenze estremamente grandi » e cioè le onde millimetriche che vanno da 30.000 a 300.000 Mc/s.

Per ricevere le stazioni Centro Americane che trasmettono sulla gamma dei 3000/5000 Kc/s il periodo migliore è quello invernale e le ore notturne. Inoltre è necessario un ottimo ricevitore e molta pazienza...

62. Sig. F. Galli.

In un S meter è assolutamente impossibile, e quindi è errato, fare riferimento ai Micro od ai Milli Volt, perchè, come è noto, l'allineamento di un ricevitore non è lineare su tutta la gamma. L'S meter è utile per fare dei confronti su bande relativamente ristrette, ma non permette di avere valori assoluti del campo di una stazione. Nei misura campo la taratura viene effettuata punto a punto (cioè per ogni singola frequenza che si desidera misurare) a mezzo di una eterodina locale. *

Tabulazione statistica per nazioni delle radiopropagazioni

redatta da P. Soati

5. FREQUENZE OTTIME PER IL COLLEGAMENTO ITALIA-INGHILTERRA

	Ge	Fe	Ma	Ap	Ma	Gi	Lu	Ag	Se	Ot	No	Di
01	6	6	7	8	9	9	9	7	7	6	6	6
02	6	6	7	7	9	9	9	7	6	6	6	6
03	6	6	6	7	7	9	8	6	6	6	6	6
04	5	6	6	7	8	10	9	6	6	6	6	6
05	5	5	6	8	9	10	10	8	7	6	6	6
06	5	6	8	9	10	12	12	10	8	7	6	5
07	7	8	11	12	13	14	14	12	11	10	8	7
08	11	13	13	14	14	14	14	14	12	11	12	12
09	13	15	14	14	14	14	14	14	13	12	14	14
10	14	15	15	14	14	15	15	14	13	13	16	16
11	15	16	15	15	15	15	15	15	14	14	16	16
12	16	16	16	15	15	16	15	15	15	14	17	17
13	16	15	15	14	15	15	15	15	15	14	16	16
14	15	15	15	14	14	14	14	15	14	14	15	15
15	14	15	15	13	13	14	14	14	14	14	14	14
16	13	14	14	13	13	13	14	13	14	14	14	12
17	11	12	14	13	13	13	12	11	12	13	12	11
18	9	10	13	13	13	13	12	11	11	11	10	9
19	8	9	12	12	12	12	11	11	10	9	8	8
20	7	8	11	10	12	12	11	11	9	7	7	7
21	7	7	10	9	10	11	11	10	9	7	7	7
22	6	7	9	9	10	11	10	9	8	7	6	6
23	6	7	8	8	10	10	10	8	7	6	6	6
24	6	6	8	8	9	9	9	7	7	6	6	6

Ge Gennaio - **Fe** Febbraio - **Mr** Marzo - **Ap** Aprile - **Ma** Maggio - **Gi** Giugno - **Lu** Luglio
Ag Agosto - **Se** Settembre - **Ot** Ottobre - **No** Novembre - **Di** D cembre

Corso Teorico-Pratico di RADIOTECNICA

Giuseppe Termini ★ ★ ★ *Lezione XIV*

Sullo sviluppo del corso

Allo studioso della nostra disciplina che si proponga di superare la parte propedeutica per procedere nel campo dei radioapparati ed in quello, ancora più vasto e complesso, delle moderne applicazioni industriali, si richiede di conoscere completamente le proprietà dei tubi elettronici. Affinchè ciò possa essere ottenuto senza lasciare dubbi, specie nella notevole varietà di tipi che si conoscono, occorre abbandonare la trattazione metodica ancor oggi seguita inspiegabilmente da diversi docenti.

Anzichè ripetere la successione stabilita in base al numero crescente degli elettrodi che si possono comprendere in un tubo elettronico, giova esaminare partitamente il compito e le funzioni affidate agli elettrodi con superficie discontinua, cioè alle griglie. Una impostazione didattica del genere, accettata oggi da insigni trattatisti quali il J. Deketh (*), *ha infatti il pregio di fornire allo studioso una completa conoscenza dei fenomeni e, quel che più conta, di dare allo studioso stesso la possibilità di interpretare immediatamente una qualsivoglia struttura elettrodica per quanto complessa essa sia. Per queste ragioni, l'argomento che segue può servire non soltanto ai partecipanti al corso.*

Poliodi

E' dato il nome di *poliodo* ad un tubo comprendente fra il catodo e l'anodo una o più superfici discontinue concentriche al catodo stesso. Ciascuna di queste superfici discontinue, e pertanto del tipo a maglia o a spirale, è detta *griglia.*

Le proprietà dei tubi elettronici dipendono dal numero delle griglie e dalle funzioni affidate a ciascuna di esse. Rispetto a queste funzioni le griglie possono essere classificate in tre gruppi. In ogni tubo si possono cioè avere :

a) una o più *griglie di comando;*
b) una o più *griglie schermo;*
c) una o più *griglie di rallentamento.*

Lo scopo di ciascuna griglia è ora esaminato ordinatamente.

Griglia di comando

E' destinata a ricevere la tensione alternativa di comando dell'intensità della corrente anodica e può avere anche applicata, simultaneamente, una tensione continua negativa rispetto al catodo. Questa tensione negativa è detta *tensione* o *potenziale di polarizzazione.*

Quando la tensione di polarizzazione è sufficientemente negativa, è nulla la corrente elettronica nel circuito esterno griglia-catodo.

Modificando il potenziale di polarizzazione si viene a variare la distribuzione delle linee di forza del campo elettrico che si dipartono dall'anodo (cioè dall'elettrodo a potenziale positivo) per indirizzarsi, attraverso la griglia, sulla carica spaziale stazionante intorno alla superficie emittente e sulla superficie emittente stessa.

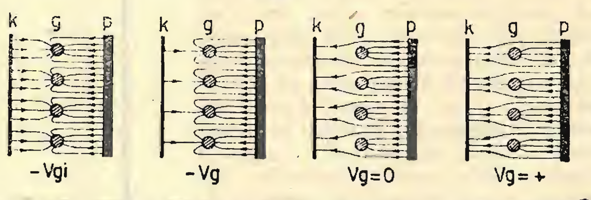
Se si considerano quattro diversi potenziali di griglia, decrescenti in senso assoluto dal valore d'interdizione — Vgi della corrente anodica, fino ad un valore positivo rispetto al catodo, le linee di forza seguono la distribuzione riportata nella fig. 1, quando il sistema elettrodico si consideri sezionato da un piano passante per il catodo e parallelo ad esso.

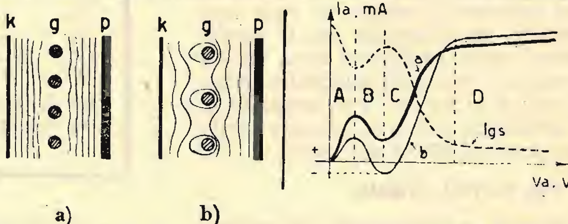
Da questa distribuzione si desume che :

a) le linee di forza del campo anodico sono arrestate da un potenziale di griglia Vgi, sufficientemente negativo; le cariche elettriche negative uscenti dalla superficie emittente incontrano il campo elettrico contrastante creato dal potenziale di griglia e sono costrette a stazionare intorno alla superficie emittente (carica spaziale); la corrente anodica è nulla ed è parimenti nulla la corrente di griglia ;

b) quando il valore assoluto del potenziale di griglia diminuisce, alcune linee di forza del campo anodico attraversano lo spazio compreso fra i fili della griglia e pervengono nella zona più esterna della carica spaziale; gli elettroni risalgono

Fig. 1





a) b)
Fig. 2 Fig. 3

k - catodo; g - griglia di comando; p - placca.
— Vgi: potenziale d'interdizione.

lungo queste linee e sono ricevuti dall'anodo; il circuito anodico è percorso da corrente, mentre è nulla la corrente nel circuito di griglia, perchè le linee di forza del campo creato dal potenziale di griglia esercitano un'azione di repulsione sugli elettroni ;

c) l'intensità della corrente anodica aumenta man mano che aumenta il numero di linee di forza del campo anodico che pervengono sulla carica spaziale; ciò avviene diminuendo successivamente il potenziale di griglia;

d) quando i fili costituenti la griglia si trovano allo stesso potenziale della superficie emittente, si accentua l'azione esercitata sugli elettroni attraverso i fili della griglia, dal campo anodico; le linee di forza di questo campo risultano in maggior numero e penetrano più profondamente nello strato della carica spaziale; l'intensità della corrente anodica subisce un ulteriore aumento;

e) applicando alla griglia una tensione positiva rispetto al catodo, si ha la formazione di linee di forza dirette dalla griglia agli elettroni emessi; il circuito di griglia è quindi percorso da una corrente.

Diverse altre questioni, non dimostrate dalla rappresentazione di cui sopra, possono così riassumersi.

---

* **J. DEKETH** - *Bases de la technique des tubes de T.S.F. (N. V. Philips, 1947).*

f) La corrente si inizia nel circuito di griglia quando si applica alla griglia stessa un potenziale di poco negativo rispetto alla superficie emittente. Ciò è da imputare alla presenza della carica spaziale di elettroni stazionanti fra il catodo e la griglia. Questa carica modifica infatti la distribuzione ed il valore del campo elettrico creato dalla tensione di griglia. La corrente ha quindi inizio nel circuito di griglia quando le linee di forza di questo campo pervengono allo strato più esterno della carica spaziale, il che avviene quando la griglia, pur essendo a tensione negativa rispetto al catodo, risulta avere un potenziale superiore a quello della carica spaziale.

g) In prossimità dell'anodo e del catodo il campo elettrico può risultare omogeneo, e pertanto rappresentabile con linee equipotenziali parallele (fig. 2 a) a questi due elettrodi. Ciò avviene solo quando la distanza fra i fili della griglia è inferiore o uguale alla distanza interposta tra la griglia e la superficie emittente. In questo caso l'intensità del campo agente sulla superficie emittente è la medesima in tutti i punti di essa.

Se invece tra i fili della griglia esiste una distanza superiore alla distanza fra la griglia ed il catodo, il campo anodico altera questa omogeneità, assumendo l'aspetto riportato nella fig. 2 b). Ciò dimostra che l'intensità del campo varia andando dalla zona affacciata allo spazio interposto tra due fili di griglia, alla zona antistante i fili stessi. In fine, per quanto riguarda la tensione alternativa di griglia, si osserva che in essa si individua un valore massimo ed un valore efficace. Quest'ultimo s'intende riferito al potenziale medio esistente nel piano della griglia di comando.

Griglia schermo

E' dato questo nome ad una superficie discontinua, interposta tra la griglia controllo e l'anodo, alla quale è applicata unicamente una tensione continua positiva rispetto al catodo. Lo scopo di questo elettrodo è quello di togliere dall'anodo il compito di creare le linee di forza destinate a raggiungere la carica spaziale e la superficie emittente. Ciò significa che in un tubo a griglia schermo, l'anodo serve soltanto a ricevere la corrente elettronica per cui l'intensità della corrente anodica risulta pressochè indipendente da quella della tensione anodica. Avviene in tal modo che l'emissione elettronica è asservita unicamente al potenziale della griglia di comando. Questa condizione non si verifica nel triodo per la presenza del circuito di carico, destinato a fornire la grandezza elettrica (tensione o potenza) di uscita dello stadio, il quale provoca delle variazioni di tensione anodica. In ciò, ossia nell'effetto separatore tra il circuito di comando e quello collettore esplicato da questa griglia è da intendere il significato di *schermo*.

Togliendo all'anodo il compito di indirizzare le proprie linee di forza nella zona delle griglie di comando, si ottiene anche di diminuire sensibilmente la corrente capacitiva che fluisce diversamente per via interelettrodica dall'anodo alla griglia. Ciò è infatti ottenuto connettendo la griglia schermo al potenziale di riferimento mediante un'impedenza molto bassa, in grado cioè di disperdere la corrente capacitiva.

Segue immediatamente una notevole precisazione riguardo al numero dei circuiti connessi alla griglia schermo. Essi sono due, uno per la corrente capacitiva ed uno per la tensione positiva continua, quando quest'ultimo presenta un'impedenza sufficientemente elevata alla corrente capacitiva stessa.

Tale è il caso, di notevole portata pratica, che nel circuito di alimentazione della griglia schermo si comprende un resistore in serie di valore relativamente elevato. La corrente capacitiva è dispersa, in tal caso, mediante un condensatore connesso tra la griglia schermo ed il potenziale di riferimento o, il che è la stessa cosa, connesso in parallelo al resistore stesso. Questo condensatore non serve quando la griglia schermo è collegata direttamente al generatore della tensione continua, perchè l'impendenza interna di esso, il cui morsetto negativo è collegato al potenziale di riferimento, è normalmente trascurabile per tali correnti. In fine è agevole osservare che adottando un ramo di dispersione per la corrente capacitiva, si esclude anche dal resistore in serie al circuito di alimentazione della griglia schermo, la componente variabile della corrente di griglia schermo, per cui si ottiene di mantenere costante il potenziale applicato alla griglia schermo.

La griglia schermo ha il compito, più specificatamente, di provvedere ad una particolare suddivisione del flusso elettronico. Questa suddivisione può essere precisata come segue.

a) Le linee di forza del campo anodico possono penetrare, oppure no, tra le maglie della griglia schermo. La penetrazione avviene quando è Va > Vgs, mentre non avviene per Va < Vgs. Nel caso che sia Va > Vgs, il valore medio del potenziale nel piano della griglia schermo è modificato dal campo anodico; l'intensità della corrente anodica dipende pertanto ancora dal valore del potenziale anodico ma in misura molto minore di quanto si verifica quando manca la griglia schermo. La suddivisione delle correnti nel circuito anodico ed in quello della griglia schermo, è rappresentato graficamente in tal caso dalla zona D della fig. 3, in cui si è indicato con Ia l'intensità della corrente anodica e con Igs quella della griglia schermo.

La formazione della corrente nel circuito della griglia schermo è spiegata dalla distribuzione del campo elettrico nei pressi dei fili della griglia schermo; è così avviata sugli stessi fili una frazione del flusso elettronico uscente dal piano della griglia di comando.

Se si diminuisce il potenziale anodico in modo che esso assuma dei valori sempre più minori del potenziale di griglia schermo, l'intensità della corrente anodica diminuisce mentre aumenta l'intensità nel circuito della griglia schermo (zona C). Ciò è spiegato dalla distribuzione del campo nella zona compresa tra la griglia schermo e l'anodo. Avviene infatti che possono pervenire sull'anodo soltanto gli elettroni animati da sufficiente velocità per superare il piano della griglia schermo e le cui traiettorie siano situate in prossimità della zona di mezzo esistente fra due fili consecutivi della griglia schermo.

Gli elettroni che passano in prossimità di un filo della griglia subiscono una sollecitazione laterale di attrazione e non possono pervenire sull'anodo se non quando essi sono animati da una velocità più grande della velocità corrispondente alla differenza di potenziale fra la tensione di griglia schermo e quella anodica. Per effetto di questa sollecitazione laterale, l'elettrone percorre una traiettoria incurvata più ravvicinata ai fili della griglia schermo, per cui risulta sottratto dall'influenza del campo anodico (fig. 4).

L'intensità della corrente di griglia schermo aumenta quindi a detrimento dell'intensità della corrente anodica.

Non è però questo soltanto il fenomeno che si verifica quando la tensione anodica è inferiore a quella della griglia schermo. Occorre infatti considerare che gli elettroni provenienti dal piano della griglia controllo con sufficiente velocità e che sono ricevuti dai fili della griglia schermo e dalla superficie dell'anodo, provocano una emissione di elettroni da parte di questi due elettrodi. Questa emissione secondaria s'indirizza verso l'elettrodo più vicino a potenziale più elevato, cioè verso i fili della griglia schermo nel caso che il potenziale anodico sia inferiore a quello della griglia schermo. Da qui una diminuzione di corrente anodica ed un conseguente aumento della corrente di griglia schermo, quale è precisato nella zona B delle curve riportate nella fig. 3.

I centri di emissione secondaria dell'anodo forniscono una quantità di elettroni che dipende dal valore del potenziale anodico e dal potere di emissione secondaria del materiale, ossia dal numero di elettroni secondari mediamente liberati da un elettrone proveniente dal catodo (elettrone primario). Nella zona B in cui si ha una variazione decrescente di corrente anodica in corrispondenza ai valori successivamente crescenti del potenziale anodico, la resistenza del sistema elettrodico subisce una variazione contraria a quella specificata dalla legge di Ohm, per cui è detto che il tubo presenta una *resistenza negativa*. Questo fenomeno cessa con un potenziale anodico ancora inferiore a quello della griglia schermo, perchè la velocità degli elettroni secondari non è sufficientemente elevata per consentire loro di abbandonare la zona d'influenza del campo anodico.

Particolarmente interessante ai fini concettuali è il fatto che se il potere di emissione secondaria dell'anodo è superiore ad 1, per cui il numero di elettroni secondari è maggiore di quelli primari, si ha una *corrente anodica inversa*, che diventa negativa, cioè che è diretta in senso contrario a quella normale. Ciò è dimostrato dalla curva *b* della fig. 3.

I fenomeni inerenti all'emissione secondaria nei tubi a griglia schermo, sono dannosi in moltissime applicazioni, come si comprende immediatamente considerando il caso che la tensione variabile di placca, conseguente ad una tensione variabile applicata alla griglia di comando, venga ad interessare le zone A, B e C della curva caratteristica riportata nella fig. 3.

Le repentine variazioni di senso e di valore della resistenza interna che s'incontrano in queste zone, alterano notevolmente il legame funzionale che si richiede tra la tensione oscillatoria di placca e quella di comando. A questi fenomeni ci si oppone unicamente in due modi. Quello che ora si tratta non richiede alcun altro elettrodo in quanto l'emissione secondaria è evitata creando una rilevante carica spaziale fra l'anodo e la griglia schermo (tubi a fascio). Lo stesso scopo può essere ottenuto interponendo una griglia fra la griglia schermo e l'anodo (griglia di rallentamento); ciò verrà esaminato successivamente).

Nei *tubi* così detti *a fascio* (fig. 5) il flusso di elettroni

che attraversa la griglia schermo è indirizzato su una superficie limitata della placca, mediante due placchette ausiliarie connesse al catodo.

Così facendo, nella regione antistante la superficie utile della placca, si accumula una carica negativa che è tanto più importante quanto minore è la velocità di provenienza degli elettroni primari e quella degli elettroni secondari, ossia quanto meno è elevata la tensione anodica. Questa carica spaziale impedisce agli elettroni secondari di indirizzarsi sui fili della griglia schermo.

Il rapporto fra l'intensità della corrente anodica e quella della griglia schermo, provocata dagli elettroni uscenti dal piano della griglia controllo, è mantenuto elevato nei tetrodi a fascio da una particolarità costruttiva che merita di essere conosciuta. I fili della griglia schermo, che ha la medesima struttura di quella della griglia di comando, risultano coperti, in senso radiale, dai fili della griglia di comando stessa. Il flusso elettronico, emesso dal catodo, è suddiviso in diversi fasci elementari dal potenziale negativo applicato alla griglia di comando, per cui esiste una zona di *ombra elettronica radiale* al di là di questa griglia. L'aver immerso la griglia schermo in questa zona d'ombra, serve quindi a diminuire il numero degli elettroni ricevuti dai fili della griglia schermo. Da qui il significato di *tetrodo a fascio elettronico*.

Griglia di soppressione

E' dato questo nome ad una terza griglia interposta tra la griglia schermo e l'anodo, destinata a non ricevere alcun potenziale rispetto al catodo o a ricevere, in altri casi, un potenziale molto prossimo a quello stesso del catodo.

Lo scopo di questa griglia, che è detta anche *griglia freno* e *griglia soppressore*, è quello di provocare una diminuzione del potenziale esistente nella regione compresa tra la griglia schermo e l'anodo (fig. 6). Da ciò l'arresto degli elettroni secondari emessi dall'anodo che non possiedono una velocità sufficiente a vincere la differenza di potenziale esistente tra il piano della placca e quello della griglia di rallentamento.

Con questo elettrodo anche gli elettroni secondari emessi dalla griglia schermo, non possono pervenire sull'anodo, perchè ad essi si oppone il potenziale della terza griglia. L'intensità della corrente di griglia schermo è pertanto più elevata nei tubi con griglia di rallentamento che non nei tubi a griglia schermo. E' invece minore l'intensità della corrente capacitiva che fluisce sulla griglia di comando ed è anche meno importante il valore della tensione anodica sull'intensità totale della corrente che si ha nel circuito del catodo.

Classificazione, struttura elettrodica e denominazione dei poliodi

I diversi requisiti richiesti in pratica ai tubi elettronici, determinano la struttura elettrodica di ciascuno di essi. Da questa struttura discende una suddivisione in *tre classi*.

Esistono cioè *tubi semplici*, *tubi complessi* e *tubi multipli*. Appartengono ai tubi semplici quelli nella cui struttura si comprendono non più di *tre griglie*. Tali sono il *triodo* (una griglia), i *tetrodi a griglia schermo* e *a fascio* (due griglie) ed i *pentodi* (tre griglie).

S'intendono *complessi* i tubi costituiti da due o più strutture semplici in serie, quali sono gli *exodi* (quattro griglie), gli *eptodi* (cinque griglie) e gli *ottodi* (sei griglie).

Si tratta in fine di *tubi multipli* quando si comprendono due o più strutture semplici o complesse disposte in parallelo rispetto al catodo. Tra i tubi multipli hanno larga applicazione i *doppi-triodi*, i *triodi-pentodi* ed i *triodi-eptodi*.

Fattori di valutazione dei tubi semplici

Il comportamento di un tubo semplice è definito, indipendentemente dal numero delle griglie, da quattro fattori. Essi sono:

1) la resistenza interna, Ri = dVa/dIa;
2) la conduttanza mutua o pendenza, S = dIa/dVg;
3) il coefficiente di amplificazione, μ = dVa/dVg = = Ri . S;
4) le capacità interelettrodiche.

Per i fattori Ri, S e μ, si è introdotta la notazione *d* per indicare una variazione sufficientemente limitata della grandezza elettrica che segue. Ciascuno dei tre rapporti s'intende inoltre eseguito fra due variabili dipendenti l'una dall'altra ed è parimenti inteso che ogni altra grandezza elettrica appartenente al sistema elettrodico è considerata costante quando essa non è compresa nel rapporto stesso.

A parità di ogni altra considerazione tecnologica e costruttiva, il valore della resistenza Ri riesce aumentato con l'aumentare del numero delle griglie interposte tra la griglia di comando e l'anodo. Non subisce invece alcuna variazione il valore della conduttanza mutua S. Ciò è compreso immediatamente osservando che il campo elettrico intorno al catodo è determinato dalla tensione negativa di griglia e dalla tensione di griglia schermo e che il pentodo per tale questione è da considerare equivalente al triodo qualora si provveda a sostituire alla griglia schermo una placca avente la medesima tensione della griglia schermo. Poichè il valore di Ri risulta aumentato andando dal triodo al tetrodo ed al pentodo, risulta anche aumentato il coefficiente di amplificazione μ, che è calcolato, come si è detto, dal prodotto S . Ri.

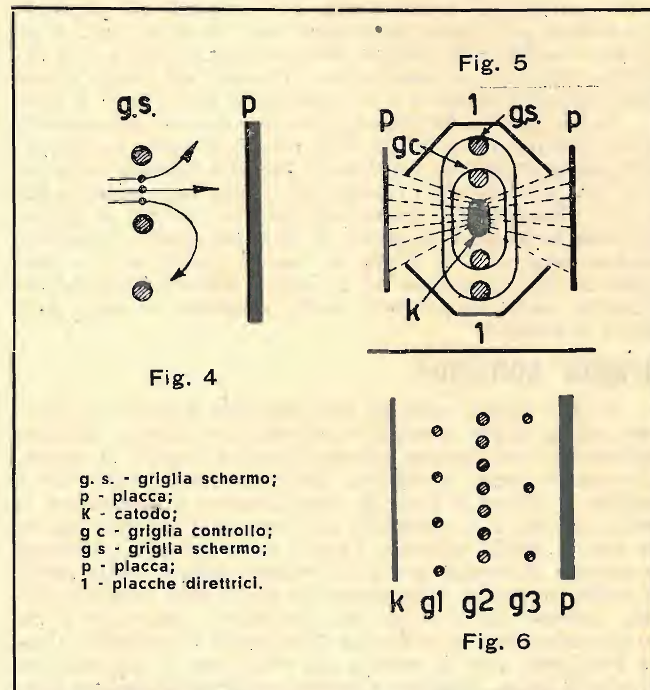


Fig. 4 — Fig. 5 — Fig. 6

Si dirà nel prossimo numero delle capacità interelettrodiche considerate a freddo (emissione elettronica nulla) e a caldo (tubo in regime di emissione).

Verranno esaminati successivamente gli schemi equivalenti ai tubi semplici nel caso che essi possano essere considerati come generatori di corrente e come generatori di tensione. Seguiranno alcune precisazioni fondamentali sulle caratteristiche dinamiche, sulla scelta del punto di funzionamento, sulla connessione dei tubi, ecc.

Nel fascicolo successivo si inizierà lo studio sistematico dei ricevitori.

Esercizi di Radiotecnica

A. *Perchè nei tubi a griglia schermo, la variazione dell'intensità della corrente anodica, provocata da una variazione di tensione anodica, è molto meno importante di quella, a pari condizioni, che può aversi in un triodo?*

B. *In che senso si può intendere la locuzione: resistenza interna negativa?*

C. *Ci si può servire di una carica spaziale per eliminare gli effetti dell'emissione secondaria dell'anodo, ossia il conseguente aumento della corrente di griglia schermo a detrimento di quella anodica?*

D. *Perchè nel circuito della griglia di comando ha inizio una corrente quando essa risulta ancora a potenziale negativo rispetto al catodo?*

E. *Quale potenziale si applica alla terza griglia dei pentodi?*

F. *Può essere esclusa la corrente nel circuito della griglia schermo?*

Generatore di segnali modulati in frequenza (per il rilievo delle curve di risonanza)

M. G. SCROGGIE

WIRELESS WORLD
ottobre 1950
★
Tradotto ed elaborato dell'Uff. dm. Italo Felluga

Con l'evolversi della tecnica dei radioapparati si è manifestata la necessità d'introdurre nuovi mezzi nel campo delle apparecchiature destinate alla verifica ed al collaudo di essi.

Non pochi di questi mezzi hanno dato origine a particolari sviluppi teorici e pratici, di notevole importanza. Se ne ha esempio nell'oscillografo, il cui campo d'azione si è esteso in misura tale da creare una tecnica specifica, cioè a sè, anche se riferita a mezzi noti.

A questa tecnica appartiene il generatore di segnali modulati in frequenza, che è adoperato per esaminare l'immagine oscillografica della curva di risonanza dei circuiti a frequenza intermedia.

La semplicità e la stabilità di funzionamento di esso, costituiscono due pregi di notevole portata, tali cioè da rappresentare una gradita sorpresa per non pochi tecnici.

●

In una trasmissione modulata per variazione di ampiezza, ci si serve di una *banda di frequenze* che si estende ai due lati della frequenza portante per una larghezza determinata dalla frequenza più elevata della modulante. Ciò spiega facilmente che i circuiti selettivi di un ricevitore devono essere predisposti per una tale banda. L'intelligibilità della parola ed i caratteri estetici della musica sono infatti legati alla curva complessiva di responso dei circuiti selettivi, più precisamente di quelli per la frequenza intermedia il cui contributo alla selettività del ricevitore è largamente preponderante su quello apportato dai circuiti a frequenza portante. Si comprende subito che per costruire questa curva, si richiede di variare la frequenza della tensione d'ingresso entro dei valori compresi in più ed in meno intorno alla frequenza di risonanza. Man mano che ci si allontana dalla frequenza di risonanza, si ottengono delle tensioni via via decrescenti, individuate graficamente da una successione di punti. La linea continua che unisce questi punti è detta *curva di risonanza* e rappresenta l'attenuazione esercitata dai circuiti selettivi sulle frequenze foniche più elevate determinanti la larghezza del canale di trasmissione.

Anzichè costruire questa curva per punti, si possono far succedere le corrispondenti tensioni sullo schermo di un tubo a raggi catodici, applicando una tensione a frequenza variabile. E' infatti noto che questo tubo rappresenta in realtà un voltmetro ad altissima resistenza d'ingresso e che lo spostamento sullo schermo del punto luminoso è proporzionale al valore della tensione applicata.

Appare quindi evidente che se la successione con cui avviene la variazione di frequenza è superiore al tempo di persistenza delle immagini retinee, che è di circa 1/10 di secondo, si riceve l'impressione di una linea continua corrispondente appunto alla curva suddetta.

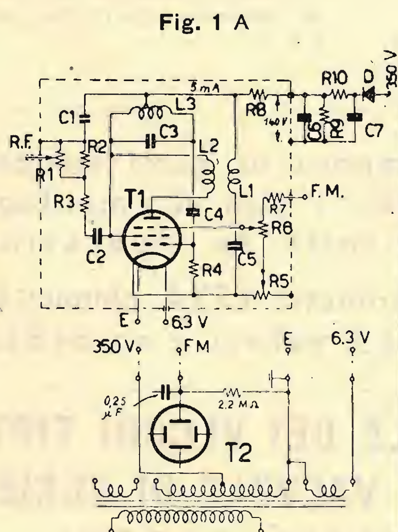
Variazione elettronica di frequenza.

Il valore della frequenza di funzionamento di un generatore è essenzialmente legato ai valori di *L* e di *C* che si comprendono nel circuito oscillatorio.

Per ottenere una variazione di frequenza nei termini richiesti, si può disporre in parallelo ad esso una reattanza (capacitiva o induttiva) opportunamente variabile. Ciò può avvenire con un tubo elettronico il cui circuito di uscita sia connesso in modo da risultare equivalente ad una reattanza. Se si introduce infatti uno spostamento di fase adeguato fra la corrente anodica e la tensione anodica, il tubo equivale ad una reattanza che può essere resa variabile modificando questa relazione di fase mediante un'adeguata variazione della tensione di griglia. Una disposizione del genere ha l'inconveniente di provocare una variazione di frequenza alquanto limitata e può servire soltanto per i normali ricevitori radiofonici.

Una diversa soluzione attuata con un solo tubo e che si è dimostrata in grado di provocare una variazione di frequenza del 30%, quale cioè è richiesto per la verifica dei ricevitori televisivi, è stata ottenuta da K. C. Yohnson ed è illustrata nello schema che si riporta nella fig. 1A. Gli elementi L1, C5 del circuito oscillatorio, anzichè essere connessi in parallelo sono disposti in serie. Così facendo il sistema può funzionare in modo permanente senza eccitazioni esterne, provvedendo ad avere una tensione di griglia proporzionale alla corrente oscillatoria ed in opposizione di fase a quell'anodo. Lo scopo è raggiunto disponendo una connessione autotrasformatorica fra anodo e griglia, quale appunto avviene mediante il circuito L3, C3. Il resistore R3, connesso in parallelo a questo circuito attraverso R1 e C1, serve a mantenere queste condizioni entro l'intervallo di frequenza richiesto.

Per ottenere una variazione di frequenza si applica alla terza griglia (soppressore) una tensione a frequenza della rete (50 c/s). Il rapporto fra la corrente anodica e quella della griglia schermo subisce una corrispondente variazione che provoca una variazione



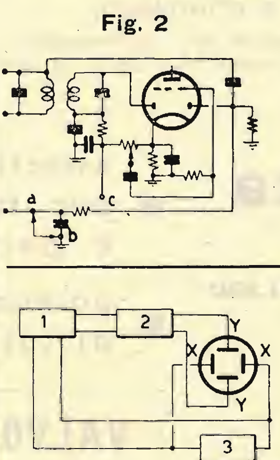


Fig. 1. — A - GENERATORE DI SEGNALI MODULATI IN FREQUENZA.
T1 - EF50; R1 - 20 ohm; R2 - 5 ohm; R3 - 500 ohm; R4 - 100 K-ohm; R5 - 5 K-ohm; R6 - 0,25 M-ohm (deviazione); R7 - 2 M-ohm; R8 - 1 K-ohm; R9 - 68 K-ohm, ½ W; R10 - 47 K-ohm, 3 W.
C1 - 2000 pF; C2 - 10.000 pF; C3 - 100 pF; C4 - 500 pF; C5 - 500 pF; C6 - 2 micro-F; C7 - 2 micro-F, 500 V.
D - 16HT28 Westinghouse.
B - SCHEMA DELLE CONNESSIONI TRA L'OSCILLOGRAFO ED IL GENERATORE A FM.

Fig. 2. — Schema tipico dello stadio rivelatore.
c - alle placche y dell'oscillografo; a, b - procedimento per cortocircuitare la tensione del c.a.s.

Fig. 3. — SCHEMA DELLE CONNESSIONI PER L'ESAME DELLA CURVA DI RISONANZA.
1 - generatore a R.F. modulato in frequenza; 2 - ricevitore; 3 - generatore dell'asse dei tempi.

dell'induzione mutua stabilita fra L1 ed L2, strettamente accoppiati tra loro. Da ciò una corrispondente variazione dell'induttanza effettiva in serie con il tubo che concorre a definire la frequenza di funzionamento del generatore.

Lo scopo dei diversi altri elementi utilizzati in questo schema è pertanto il seguente. Una frazione della tensione a radio frequenza che si stabilisce nel circuito L3, C3, perviene all'esterno mediante il graduatore di potenziale a bassa impedenza R1. In parallelo ad esso si è collegato il resistore R2 da 5 ohm allo scopo di diminuire l'ampiezza massima del segnale a circa 12 mV e di evitare che la regolazione in questione sia risentita dal circuito dell'induttanza L3. Il potenziometro R6 agisce sul valore della deviazione di frequenza, mentre con il potenziometro R5 si provvede a variare la tensione di polarizzazione della terza griglia.

Segue a ciò una variazione nel valore della frequenza centrale di funzionamento intorno al quale avviene la variazione di frequenza suddetta. Il resistore R8 ha il compito di escludere dall'alimentatore le componenti a radiofrequenza di uscita dello stadio.

L'alimentazione dell'anodo e della griglia schermo del tubo EF50, è affidata ad un raddrizzatore ad ossido di selenio, seguito da un semplice filtro di livellamento. Il raddrizzatore 16HT28 della « Westinghouse », che è previsto per una tensione di 350 V, può fornire una corrente di 8 mA. Il minimo valore della tensione che è richiesto per ottenere dei risultati soddisfacenti è di 140 V; in tal caso la corrente assorbita risulta uguale a 5 mA. I condensatori di livellamento richiedono una capacità non superiore a 2 μF.

Costruzione.

Esperienze sistematiche, eseguite da Yohnson, hanno dimostrato che per ottenere una più ampia variazione di frequenza è necessario adoperare delle bobine con nucleo di polvere di ferro; a tale scopo è anche opportuno che la bobina L3 sia del tipo a nido d'ape. I risultati sono però soddisfacenti anche con bobine a spire affiancate. I dati costruttivi sono i seguenti. L1, L2 — 50 spire di filo litz 5 × 0,07, avvolte su un tubo da 25 mm di diametro. La bobina L2 s'intende avvolta nello stesso senso direttamente su L1. L3 è realizzata con 100 spire dello stesso filo avvolte su un tubo analogo. La presa per l'alta tensione è stabilita alla 40ª spira dall'estremo connesso alla griglia schermo.

In sede di montaggio si deve escludere ogni possibilità di accoppiamento fra queste bobine. Lo scopo è facilmente raggiunto disponendo le bobine stesse ad angolo retto fra loro ed interponendo il tubo tra l'una e l'altra.

Si osserva anche che per ottenere una regolazione adeguata della tensione di uscita, è necessario schermare accuratamente l'intero insieme.

Eventuali dispersioni a radiofrequenza possono essere individuate con il conduttore lungo qualche centimetro di un cavo schermato connesso, con l'altro estremo, ai morsetti di antenna e di terra del ricevitore.

Per quanto riguarda le connessioni si raccomanda d'intrecciare i conduttori per il riscaldatore del catodo. E' inoltre da tener presente che l'impedenza del circuito al quale appartiene la modulante è particolarmente elevata e che il conduttore di adduzione a questo circuito dev'essere mantenuto lontano dallo schermo per evitare che avvengano delle dispersioni capacitive e che siano raccolti dei disturbi.

Particolari sperimentali e d'impiego.

La frequenza di funzionamento è compresa intorno ad 1 Mc/s. La banda coperta mediante il potenziometro R5 è distribuita fra 0,860 Mc/s e 1,040 Mc/s ciò che corrisponde ad una variazione di poco superiore al 20%.

Agendo su R5 si provoca uno spostamento dell'immagine in senso orizzontale. L'importanza di ciò è normalmente trascurabile. Diversamente si fa fronte ad essa connettendo un condensatore da 0,25 μF in serie al conduttore FM di adduzione della modulante. Un altro inconveniente, normalmente osservato con i circuiti molto selettivi, riguarda la distorsione della curva di risonanza, provocata dalla velocità della variazione di frequenza. Di ciò ci si rende conto osservando la differenza fra le traccie posteriori ed anteriori dell'immagine. Si elimina tale fatto ricorrendo ad un generatore per l'asse dei tempi a frequenza variabile.

Per quanto riguarda l'impiego del generatore si precisa che i morsetti di uscita di esso, possono essere connessi tanto ai morsetti antenna-terra del ricevitore quanto alla griglia del convertitore di frequenza. Applicando la tensione a frequenza variabile al morsetto di antenna del ricevitore, è opportuno interporre un aereo fittizio. Le placce Y di deflessione del tubo s'intendono connesse all'alta tensione ed al resistore di carico del rivelatore (fig. 1 B).

E' opportuno escludere nel ricevitore la tensione del c.a.s., cortocircuitando i condensatori relativi connessi tra il potenziale di riferimento ed i ritorni dei circuiti di griglia. Si precisa anche che per ottenere un'immagine soddisfacente, occorre una tensione compresa fra 10 e 40 V e che a ciò si giunge normalmente senza far seguire al rivelatore uno stadio amplificatore.

Ulteriori precisazioni sull'uso di questo generatore sono riportate nelle figg. 2 e 3.

*

la Radiotecnica
di FESTA MARIO
Via Napo Torriani 3 - MILANO - Tel. 61.880
tram (1) - 2 - 11 - 16 - (18) - 20 - 28



Mod. F.G. 54

- assortimento di parti staccate per tutti i tipi di montaggi e per tutte le riparazioni
- potenziometri LESA chimici-filo di tutti i valori e su ordine

VALVOLE DEI VECCHI TIPI VARI - VALVOLE DI SERIE DI VARIE MARCHE
Sconto 25 % sulle valvole Philips - F. I. V. R. E.

- grande assortimento resistenze ARE in potenza e valore

Scatola di montaggio per 5 valvole, a 4 onde con mobile extra-lusso con cornice in urea, completa di ogni minimo accessorio, schema chiarissimo L. 19.000

Perdite di energia

nei trasformatori di alimentazioni

A. TORNAGHI
Dirigente Tecnico della Ditta L'Avvolgitrice

La produzione di calore che si accompagna al funzionamento del trasformatore, dimostra che in esso si verificano delle *perdite di energia*. Queste perdite assumono *tre* aspetti diversi in relazione alla natura del materiale in cui si verificano e sono ora esaminate nell'ordine.

Perdite nel ferro.

S'intendono quelle che si hanno nel circuito magnetico. Sono una conseguenza delle variazioni di flusso provocate dalle correnti alternate e si riferiscono a due diversi fenomeni, ossia all'*isteresi magnetica* e alle *correnti parassite*.

Le *perdite per isteresi*, sono una conseguenza della natura magnetica del materiale costituente il circuito magnetico del trasformatore.

Oltre al fatto che il nucleo di ferro si magnetizza in ritardo rispetto alle variazioni del campo magnetico, occorre considerare che per orientare i magnetini elementari, si richiede di dissipare dell'energia in modo da vincere l'agitazione termica della materia.

Le perdite per isteresi magnetica, *Pi*, sono calcolate dalla formula

$$Pi = \eta . f . B^{1,6} . v . 10^{-7}$$

in cui η, che è detto *coefficiente di Steinmetz*, dipende dalla qualità del materiale ($\eta = 0{,}001 \div 0{,}002$ per il ferro), mentre *f* è la frequenza del campo magnetico, *B* l'induzione e *v* il volume in cmc del nucleo.

Le perdite per correnti parassite riguardano invece le f.e.m. indotte nella massa del ferro dal campo magnetico variabile. Esse sono pertanto una conseguenza della *natura elettrica* del ferro, nel senso che esso è un conduttore. Avviene infatti, più precisamente, che le correnti indotte nel ferro si distribuiscono entro piani perpendicolari al flusso induttore ed assumono una distribuzione vorticosa per la struttura stessa del ferro che non consente un movimento ordinato di cariche elettriche. Per diminuire la potenza perduta per correnti parassite, che sono anche dette *correnti di Foucault*, si ricorre alla *costruzione lamellare* del ferro. Così facendo, la sezione di passaggio delle correnti parassite è diminuita ed è diminuita la f.e.m. indotta che è proporzionale allo spessore della lamella. Risulta quindi diminuita la potenza perduta per correnti parassite, poichè essa è proporzionale al quadrato dell'intensità della corrente, cioè proporzionale anche al quadrato dello spessore della lamella.

In pratica la struttura lamellare è ottenuta sovrapponendo delle lamiere di spessore compreso fra 0,5 e 0,3 mm, isolate fra loro con carta, con vernice e anche con uno strato di ossido depositato artificialmente o naturalmente su una superficie della lamella.

La laminazione è fatta su un piano normale alle f.e.m. indotte, (ossia nello stesso piano del flusso) per impedire la circolazione delle correnti indotte che avviene secondo un piano perpendicolare alla direzione del flusso.

Le perdite per correnti parassite, *Pp*, sono calcolate con la formula:

$$Pp = \beta \, (\varepsilon . f . B)^2 . v . 10^{-7}$$

in cui β ha un valore che è inversamente proporzionale alla resistività del materiale, ε è lo spessore di ogni singola lamella ed *f*, *B* e ν hanno lo stesso significato che si è visto per il calcolo delle perdite per isteresi magnetica.

Perdite nel dielettrico.

Di diversa natura sono invece le perdite che possono ritenersi localizzate nel materiale isolante disposto fra conduttore e conduttore e fra conduttore e ferro. In effetti il materiale isolante, sottoposto al campo elettrico variabile, si polarizza in ritardo rispetto al campo stesso. Il fenomeno che assume il medesimo aspetto dell'isteresi magnetica, è detto *isteresi dielettrica* e rappresenta la causa di una dissipazione di energia. In pratica l'importo di queste perdite è assolutamente trascurabile anche quando sono in giuoco delle tensioni particolarmente elevate.

Perdite nel rame.

Le perdite nel rame, *Pr*, cioè nel materiale conduttore, sono essenzialmente provocate per *effetto Joule*, calcolato dall'espressione RI^2, in cui *R* è la resistenza del rame corrispondente alla temperatura di funzionamento ed *I* il valore efficace della corrente. Se si esprime la resistenza del rame in funzione della lunghezza *l* e della sezione *s* del conduttore, si può scrivere:

$$R = \rho . l/s$$

essendo ρ la resistenza specifica del materiale.

L'intensità della corrente *I* che può aversi nel conduttore è determinata dalla densità di corrente ammissibile, cioè dal prodotto $s . \sigma$, essendo s la sezione del conduttore e σ la densità di corrente ($\sigma = I/s$), ossia la corrente per unità di sezione.

Sostituendo queste due espressioni, la potenza perduta nel rame risulta:

$$Pr = (\rho . l/s)s^2 . \sigma^2 = \rho . l \, ls . \sigma^2$$

ed essendo $s . l$ uguale al volume ν del rame, si ha definitivamente:

$$Pr = \sigma^2 . \rho . v,$$

per cui le perdite nel rame sono proporzionali al quadrato della intensità di corrente ed al volume del conduttore.

Conclusione.

Le espressioni di calcolo delle perdite nel ferro dimostrano che esse sono proporzionali al volume, ossia al peso, di esso. Analogamente avviene per le perdite nel rame che sono proporzionali al volume e quindi al peso del rame.

A queste conclusioni, se ne possono aggiungere altre due formalmente analoghe.

Esse sono:

— le perdite nel ferro aumentano con la disuniformità della distribuzione del flusso;

— le perdite nel rame aumentano con la disuniformità dell'utilizzazione di esso

Di ciò si potrà dire in uno dei prossimi fascicoli di questa rivista. ✱

per telescrivente

In Inghilterra è stata esperimentata con buon esito una telecamera subacquea la quale fra l'altro ha permesso di localizzare i relitti del sommergibile « Affray » affondato, come è noto, nelle acque della Manica mesi or sono. La BBC, in relazione a tali risultati, ha deciso di collocare un impianto similare a bordo di una nave da guerra allo scopo di effettuare alcune riprese televisive sottomarine. Se la fase sperimentale avrà successo i tele-spettatori inglesi avranno ben presto la possibilità di seguire sullo schermo dei loro tele-ricevitori interessantissime scene di vita subacquea.

***

Il 30 dicembre u. s. la rete radiofonica nazionale si è arricchita di otto nuovi trasmettitori dei quali due hanno una potenza di 150 kw ciascuno e lavorano sulle onde esclusive di 845 e 899 Kc/s. Dalle prime segnalazioni risulta che con l'applicazione del nuovo piano radiofonico nazionale le condizioni di ricezione sono nettamente migliorate in tutta l'Italia. D'altra parte i nuovi impianti a MF installati a 1500 metri, sopra il Monte Penice, assicurano una ricezione veramente perfetta in molte località della Lombardia, Piemonte e Liguria.

Attualmente la rete italiana è costituita da 87 trasmettitori, aventi una potenza complessiva di 1300 kW, i quali sono collegati fra di loro da 18.000 chilometri di cavi musicali. Il consumo annuale dei dischi è di 30.000 circa mentre quello dei nastri magnetici per registrazioni è 2.400.000 metri.

D'altra parte, come è stato confermato da S. E. Spataro, nel prossimo anno, in coincidenza della annuale Fiera Campionaria, verrà inaugurato a Milano un trasmettitore televisivo la cui antenna sarà sistemata sulla Torre del parco.

***

L'associazione Short Wave Club ha diramato un invito a tutti i radioamatori delle onde corte affinchè partecipino ad un concorso di ricezione. Il regolamento prevede la compilazione di rapporti relativi tanto le stazioni radiantistiche quanto quelle del broadcasting: gli stessi dovranno essere inviati a I.S.W.L., 100 Adams, Gardens Estate. Scopo del concorso è quello di stabilire un rapporto « tipo » ad uso dei radio-ascoltatori.

***

Il presidente della RCA ha preannunciato che i tecnici dei laboratori della sua società stanno lavorando attivamente per ultimare alcune importanti realizzazioni, fra le quali un registratore delle immagini televisive, un condizionatore elettronico, un amplificatore elettronico destinato alla televisione. ✱

CONSULENZA

di Giuseppe Termini

173. Precisazione sulle modifiche da apportare ad un ricevitore a cinque tubi per ottenere la riproduzione fonografica e per realizzare la regolazione del tono.

Sig. S. Fabris, Trieste.

Le modifiche che si richiedono sono particolarmente semplici e sono imposte:

a) dalla necessità di escludere il fonorivelatore durante la ricezione radiofonica; ciò è fatto per impedire che il circuito di carico del rivelatore, dal quale si perviene all'ingresso del pentodo EBF2, sia cortocircuitato dal circuito stesso del fonorivelatore la cui resistenza è molto minore di quella di carico del rivelatore;

b) dalla necessità di escludere dall'ingresso del pentodo EBF2 le tensioni a frequenza acustica fornite dal rivelatore.

Mediante un interruttore doppio, connesso rispettivamente in serie al circuito di alimentazione delle griglie schermo dei tubi ECH4 ed EF9 (via *A*, cioè a monte del resistore 20 da 20 K-ohm), ed in parallelo al circuito d'ingresso del pentodo EBF2 (via *B*), si realizzano agevolmente le condizioni richieste.

Per quanto riguarda la regolazione manuale del tono, è sufficiente interporre tra la massa e l'anodo del tubo EL2, un ramo comprendente in serie un condensatore a carta da 20.000 pF ed un reostato a variazione lineare da 0,5 M-ohm. Così facendo si ha un'impedenza variabile il cui scopo è quello di attenuare a volontà le frequenze più elevate del canale acustico.

Lo schema riportato nella fig. 114, si riferisce a queste soluzioni ed è completato dai valori dei diversi elementi.

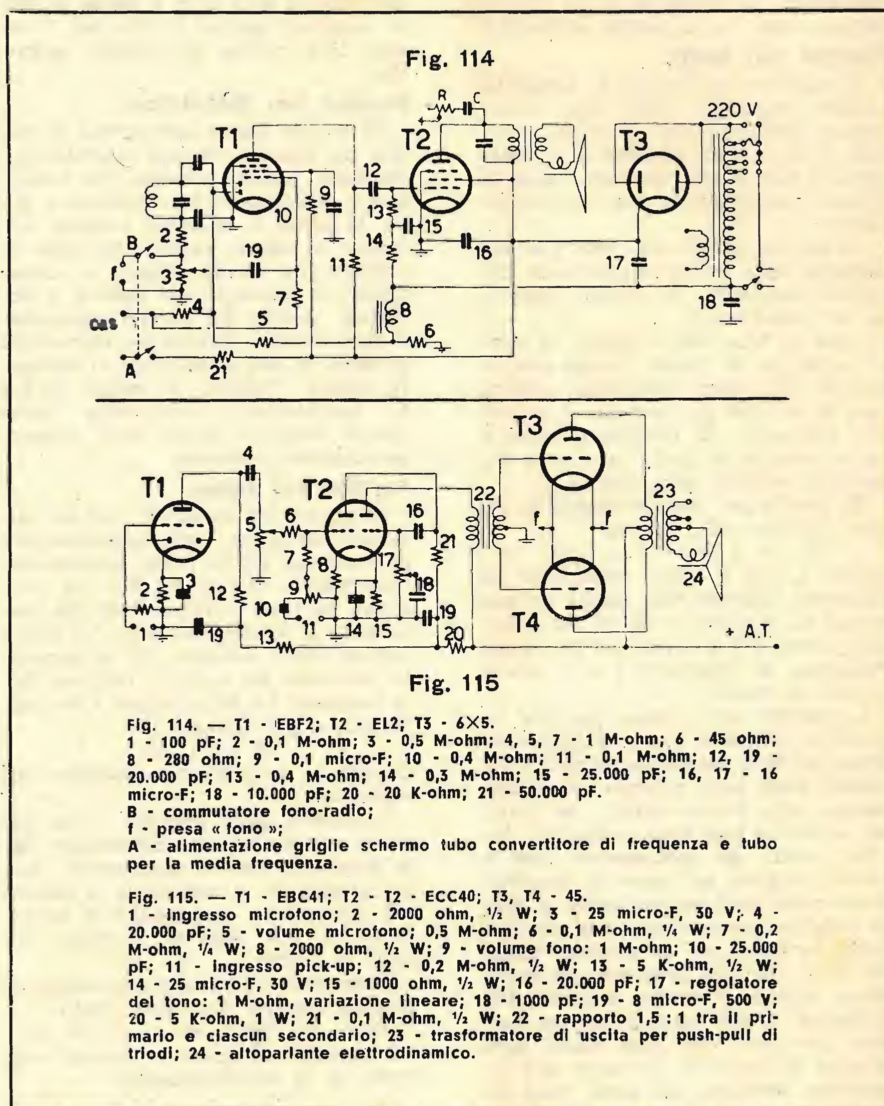


Fig. 114. — T1 - EBF2; T2 - EL2; T3 - 6X5.
1 - 100 pF; 2 - 0,1 M-ohm; 3 - 0,5 M-ohm; 4, 5, 7 - 1 M-ohm; 6 - 45 ohm; 8 - 280 ohm; 9 - 0,1 micro-F; 10 - 0,4 M-ohm; 11 - 0,1 M-ohm; 12, 19 - 20.000 pF; 13 - 0,4 M-ohm; 14 - 0,3 M-ohm; 15 - 25.000 pF; 16, 17 - 16 micro-F; 18 - 10.000 pF; 20 - 20 K-ohm; 21 - 50.000 pF.
B - commutatore fono-radio;
f - presa « fono »;
A - alimentazione griglie schermo tubo convertitore di frequenza e tubo per la media frequenza.

Fig. 115. — T1 - EBC41; T2 - T2 - ECC40; T3, T4 - 45.
1 - ingresso microfono; 2 - 2000 ohm, 1/2 W; 3 - 25 micro-F, 30 V; 4 - 20.000 pF; 5 - volume microfono; 0,5 M-ohm; 6 - 0,1 M-ohm, 1/4 W; 7 - 0,2 M-ohm, 1/4 W; 8 - 2000 ohm, 1/2 W; 9 - volume fono: 1 M-ohm; 10 - 25.000 pF; 11 - ingresso pick-up; 12 - 0,2 M-ohm, 1/2 W; 13 - 5 K-ohm, 1/2 W; 14 - 25 micro-F, 30 V; 15 - 1000 ohm, 1/2 W; 16 - 20.000 pF; 17 - regolatore del tono: 1 M-ohm, variazione lineare; 18 - 1000 pF; 19 - 8 micro-F, 500 V; 20 - 5 K-ohm, 1 W; 21 - 0,1 M-ohm, 1/2 W; 22 - rapporto 1,5 : 1 tra il primario e ciascun secondario; 23 - trasformatore di uscita per push-pull di triodi; 24 - altoparlante elettrodinamico.

174. Schema elettrico dettagliato di un amplificatore per 12 W di uscita, controfase di triodi 45 F.I.V.R.E., in classe AB2. Ingresso per micro e per fono.

Sig. A. Pappalardo, Catania.

Lo schema che si riporta nella fig. 115 è provvisto di due entrate (1, 11) destinate, rispettivamente, al microfono ed al pick-up, intesi entrambi del tipo ad alta impedenza (a cristallo o elettromagnetici).

Segue da ciò l'opportunità di ricorrere a due regolatori separati di volume (5, 9) per ottenere di mescolare eventualmente a piacere i due segnali. Il tono è modificato dal potenziometro 17, il cui cursore è connesso a massa attraverso il condensatore 18 da 1000 pF. Ogni altra precisazione è riportata insieme allo schema elettrico.

175. A - Effetto Moegel-Dellinger.

Sig. M. Scotti, Alessandria.

Si dà il nome di *effetto* Moegel-Dellinger all'annullamento del campo elettromagnetico, quale si verifica alla ricezione per effetto delle perturbazioni magnetiche particolarmente violente. La causa è da ricercare nell'eccessiva ionizzazione degli strati *D* ed *E*, provocata da eccezionali eruzioni solari. Ciò impedisce la propagazione attraverso lo strato F.

B - Realizzazione dell'esplorazione frazionata di banda in un ricevitore normale.

Si realizza molto semplicemente l'esplorazione in questione, con un condensatore variabile da 30 pF, connesso in parallelo al condensatore di accordo del generatore locale.

C - Antenna esterna antiparassitaria.

L'antenna esterna dev'essere collegata al ricevitore mediante un cavo schermato a bassa perdita. Da qui la possibilità di escludere le perturbazioni locali la cui intensità decresce man mano che ci si allontana dal luogo di formazione. Con una linea di discesa a bassa impedenza, occorre andare all'antenna e al ricevitore con due trasformatori elevatori.

176. A - Accorgimenti per evitare l'innesco in una coppia di stadi per la frequenza intermedia.

Sig. O. Tassini, Udine.

L'innesco in questione è eliminato con uno o più degli accorgimenti seguenti:

a) allontanando i conduttori e gli elementi appartenenti agli anodi da quelli connessi sulle griglie;

b) disaccoppiando i circuiti anodici mediante resistori da 5 K-ohm, connessi in serie al carico anodico ed esclusi dal carico stesso mediante dei condensatori da 0,1 micro-F;

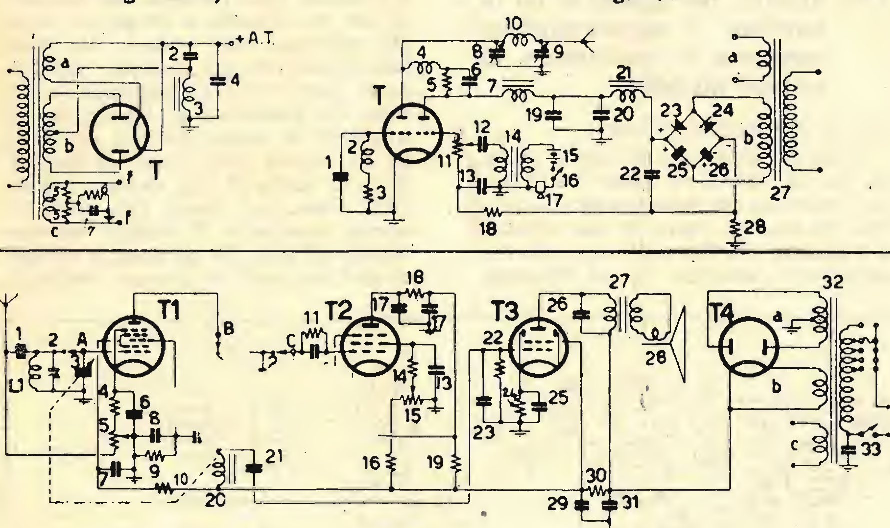


Fig. 115. — b) - Alimentatore per lo schema della fig. 115.
T - 5T4. 1 - trasf. di aliment.;
a - 5 V, 2 A; b - 400+400 V, 150 mA; c - 2,5 V, 3 A; s'intende che il trasformatore deve poter fornire anche una tensione di 6,3 V - 1,5 A per i tubi T1 e T2 (V. fig. 115).
2, 4 - 8 micro-F, 500 V; 3 - bobina di campo dell'altoparlante: 2000 ohm, alla c.c.; 5 - 30+30 ohm; 6 - 800 ohm, 5 W; 7 - 50 micro-F, 100 V.
f, f - ai filamenti dei tubi 45.

Fig. 116. — TRASMETTITORE RADIOFONICO CON DOPPIO TRIODO DI POTENZA.
T - 6N7, F.I.V.R.E.
1 - Quarzo in banda 40 m; 2 - impedenza di arresto: 4 bobine a nido d'ape in serie con 45 spire ciascuna, filo 0,12, 1 copertura seta, diametro supporto 8 mm circa; 3 - 50 K-ohm, ½ W; 4 - i medesimi dati costruttivi della 2, ma con filo da 0,20, 1 copert. seta; 5 - 500 ohm, 2 W; 6 - 10.000 pF, a mica; 7 - impedenza di modulazione 3000 ohm; 8, 9 - 450+450 pF, ad aria; 10 - 13 spire, filo 1 mm, diametro avvolgimento 22 mm; 11 - 0,5 M-ohm; 12 - 10.000 pF; 13 - 0,1 micro-F; 14 - trasformatore microfono, rapporto 20 : 1; 15 - 3 V; 16 - interruttore circuito microfonico; 17 - microfono a carbone; 18 - 0,5 M-ohm, ¼ W; 19 - 10.000 pF, a mica; 20, 22 - 8 micro-F, 500 V; 21 - impedenza 10 H, 350 ohm; 23, 24 - raddrizzatore ad ossido di selenio, corrente erogata max 100 mA; 25, 26 - 16 micro-F, 350 V; 27 - a - 6,3 V; b - 150 V, 100 mA; 28 - 150 ohm, 1 W.

Fig. 117. — T1 - 6L7; T2 - 77; T3 - 6L6; T4 - 80.
1 - 25 pF; 2 - 3÷30 pF; 3 - 2×450 pF; 4 - 350 ohm, ½ W; 5 - 0,1 M-ohm, a variazione lineare; 6 - 25 micro-F, 30 V; 7 - 0,1 micro-F; 8 - 100 pF; 9 - 1 M-ohm, ¼ W; 10 - 0,1 M-ohm, ½ W; 11 - 2 M-ohm; 12 - 250 pF; 13 - 0,1 micro-F; 14 - 0,1 M-ohm, ½ W; 15 - 50 K-ohm, a filo; 16 - 0,2 M-ohm, ½ W; 17 - 50 pF; 18 - 5000 ohm, ½ W; 19 - 0,1 M-ohm, ½ W; 20 - impedenza di accoppiamento; 21 - 20.000 pF; 22 - 0,5 M-ohm, ¼ W; 23 - 100 pF; 24 - 150 ohm, 1 W; 25 - 25 micro-F, 30 V; 26 - 5000 pF; 27 - impedenza primaria: 2500 ohm; 28 - altoparlante magnetodinamico; 29, 31 - 32 micro-F, 350 V; 30 - 2 K-ohm, 2 W; 32 - a: 280+280 V, 80 mA; b: 5 V, 3 A; c: 6,3 V, 2,5 A; 33 - 10.000 pF.

c) connettendo in serie alle griglie controllo un resistore di valore compreso fra 50 e 100 ohm;

d) connettendo tra il resistore di autopolarizzazione ed il catodo un resistore da 30 ohm non shuntato dal condensatore del catodo;

e) schermando i tubi e provvedendo a connettere al catodo lo schermo compreso nel tubo eventualmente collegato ad un reoforo dello zoccolo;

f) aumentando la distanza interposta fra i due tubi e quella esistente fra i diversi elementi dei due stadi;

g) connettendo direttamente al catodo l'armatura esterna dei condensatori di dispersione e di disaccoppiamento.

Ne è da dimenticare che l'inconveniente può dipendere dalle errate condizioni di funzionamento dei tubi (tensione anodica e di griglia schermo eccessiva o scarsa tensione di polarizzazione), da uno o più condensatori di dispersione interrotti e anche, in fine, da disallineamento dei circuiti oscillanti.

B - Schema elettrico di un trasmettitore radiofonico ad un solo tubo per la banda dei 40 m.

La disposizione migliore che si può adottare per realizzare un trasmettitore radiofonico con un solo tubo, è riportata nella fig. 116 in cui si dànno tutte le precisazioni necessarie.

177. A - Ricevitore plurionda a reazione. Tubi 6L7, 77, 6L6, 80.

Sigg. A. Schiano, Napoli — F. Benvenuti, Piacenza.

Lo schema del ricevitore a reazione è riportato nella fig. 117. L'eptodo 6L7 (T1) serve per l'amplificazione simultanea (reflex) della tensione a frequenza portante e di quella a frequenza acustica. I circuiti d'ingresso sono affidati, rispettivamente, alla prima e alla terza griglia, mentre i due circuiti di carico sono connessi in serie all'anodo. Il tubo 77 (T2) provvede alla rivelazione per corrente di griglia. La tensione a frequenza acustica si stabilisce agli estremi del resistore 11 ed è amplificata dal tubo. Le componenti a frequenza portante esistenti nel circuito del catodo sono riportate nel circuito di griglia. L'effetto retroattivo che ne consegue è regolato quantitativamente variando la tensione di alimentazione della griglia-schermo. Il tetrodo a fascio 6L6 (T3) serve per l'amplificazione di potenza e riceve la tensione a frequenza acustica amplificata dal tubo T1.

Le regolazioni manuali sono quattro, cioè:

a) quella di accordo che avviene con il monocomando dei due condensatori variabili disposti all'ingresso dei tubi T1 e T2;

b) quella del campo d'onda, che richiede un commutatore a tre vie (A, B, C);

c) quella di sensibilità, affidata al potenziometro 5 e che può intendersi come una regolazione di volume;

d) quella dell'effetto retroattivo.

Per l'alimentazione dei tubi serve il bidiodo 80 (T4) che è seguito dal filtro di livellamento realizzato con il resistore 30 e con i condensatori elettrolitici 29 e 31. S'intende che l'altoparlante 28 è di tipo magnetodinamico. I dati costruttivi delle bobine ed ogni altra precisazione tecnica e costruttiva sono riportati unitamente allo schema.

B - Supereterodina per onde corte. Tubi 6L7, 77, 6L6, 80.

I tubi 6L7, 77, 6L6 ed 80, possono servire per realizzare un ricevitore a supereterodina nel senso precisato dalla fig. 118. Per ottenere la tensione a frequenza locale, ci si serve della connessione ad autotrasformatore stabilita tra la prima griglia ed il catodo del tubo 6L7.

L'allineamento è affidato al condensatore in serie 6 (padding) ed al compensatore in parallelo (2) trimmer. Il tubo 77 (T2) che segue, riceve la tensione a frequenza intermedia e fornisce la tensione a freq. acustica di comando del tubo 6L6 (T3).

Realizzando la connessione retroattiva precisata, si aumentano notevolmente la sensibilità e la selettività e si ottiene anche di poter effettuare l'ascolto delle stazioni telegrafiche ad onda persistente. Il circuito di alimentazione è ovviamente il medesimo di quello riportato nella fig. 117.

La messa a punto di questi due ricevitori avviene come segue. Per lo schema della fig. 117 ci si serve dei compensatori 2, per ottenere la massima uscita all'inizio della corsa del condensatore variabile. Quando il circuito è accordato sulla frequenza più bassa del campo d'onda, si introducono separatamente nella bobina L1 un nucleo di polvere di ferro ed un nucleo di ottone. Il primo provoca un aumento della potenza di uscita quando l'induttanza L1 è scarsa, mentre con il secondo l'aumento corrisponde ad un'induttanza eccessiva. Si modifica in conseguenza il numero di

spire della bobina, e si ripete quindi l'allineamento sulla frequenza più elevata del campo d'onda.

Con il circuito della fig. 118, si procede anzitutto all'accordo del trasformatore per la frequenza intermedia (11). Si ricerca quindi la corrispondenza tra la frequenza ricevuta e l'indicazione della scala, regolando il compensatore 2 nella zona delle frequenze più elevate ed il nucleo di ferro della bobina L2 in quella delle frequenze più basse. Per ottenere la massima uscita ci si serve, nell'ordine, del compensatore 2 e del nucleo di ferro della bobina L1.

Nel caso che ambedue le bobine siano sprovviste del nucleo di polvere di ferro, si verificano i valori delle due induttanze nel modo precisato per lo schema della fig. 117.

178. A - Procedimento per migliorare il rapporto segnale/rumore in un triodo per onde metriche.

Sig. R. Riccione, Tivoli.

E' stato dimostrato da tempo che il rapporto segnale/rumore nei triodi, è tanto più elevato quanto più è elevato il quoziente s^2/i^2, in cui s è la pendenza del tubo ed i l'intensità della corrente anodica. Se ne deduce anzitutto un criterio di scelta del tubo. In secondo luogo nei tubi con elettrodi concentrici, si è constatato un evidente miglioramento con un campo magnetico omogeneo diretto lungo l'asse degli elettrodi. Ciò è spiegato dalla variazione del tempo di transito degli elettroni, provocata dal campo magnetico e dalla conseguente variazione della reazione esercitata dagli elettroni sulle cariche spaziali, che è causa di rumore.

B - Ricevitore a supereterodina con diodi a cristallo di germanio.

Per quanto concerne la possibilità di realizzare un ricevitore a supereterodina senza tubi, si precisa che la curva caratteristica corrente-tensione di un diodo a cristallo di germanio comprende effettivamente un tratto ascendente col crescere della tensione applicata e pertanto con proprietà amplificatrici.

Aumentando ulteriormente questa tensione, la resistenza dinamica del diodo diventa sì negativa e può quindi servire per produrre una tensione a frequenza locale, ma i valori di corrente che se ne ottengono distruggono le proprietà del cristallo.

Il diodo di germanio può essere invece adoperato nei ricevitori radiofonici normali ed in quelli per FM e per TV negli stadi rivelatori, sia in quelli destinati agli stadi successivi, sia anche per il c.a.s., per le reti di controreazione, per l'espansione della dinamica, ecc. ecc.

179. Ricerca dei guasti in un ricevitore a supereterodina mediante il generatore di segnali modulati.

Sig. M. Spiridigliozzi, Genova.

L'uso del generatore di segnali modulati per la ricerca dei guasti nei ricevitori, discende immediatamente dal fatto che con esso si dispone di una tensione a frequenza acustica e di una tensione modulata in ampiezza, la cui frequenza può essere compresa nei valori di funzionamento dei diversi stadi che si hanno tra il rivelatore e l'antenna. La tensione-segnale fornita dal generatore deve essere applicata ai diversi stadi in modo che il circuito di trasferimento del generatore stesso non possa provocare una variazione apprezzabile delle grandezze elettriche in giuoco. Ciò significa che l'accoppiamento tra il generatore di segnali ed i circuiti del ricevitore dev'essere mantenuto molto lasco e che le eventuali componenti continue che si hanno nei circuiti in esame non devono pervenire al generatore stesso. A tale scopo occorre interporre un condensatore di capacità adeguata, più precisamente fra 5 e 10 pF per trasferire le tensioni a radio frequenza, mentre per quelle a frequenza acustica si richiede un condensatore da 10.000 pF.

Nell'effettuare la ricerca dei guasti con il solo generatore di segnali, si deve tener presente che le deduzioni che se ne ottengono sono sovente alquanto approssimate. Tale è il caso, per esempio, della reale efficienza di un tubo in regime di amplificazione. L'entità del diverso importo di potenza di uscita ottenuto andando dall'anodo alla griglia con la medesima tensione-segnale, è puramente soggettiva e dipende anche dalla disposizione del circuito.

Ciò significa che eventuali considerazioni di confronto sono da desumersi con prudenza.

Si deve anche avvertire che con il solo generatore di segnali, si perviene a conoscere semplicemente lo stadio entro cui risiede il guasto, ma non l'elemento del circuito che ne è la causa. Il mancato funzionamento del generatore per la tensione a frequenza locale del ricevitore, può essere individuato immediatamente, per esempio, applicando al convertitore di frequenza la tensione del generatore di segnali. Se la frequenza di questa tensione corrisponde alla somma della frequenza intermedia e di quella di una stazione trasmittente conosciuta, questa può essere ricevuta accordando il circuito selettore intorno ad essa. In tal modo è compito di altri strumenti di ricercare l'elemento che ne è effettivamente la causa.

Il generatore di segnali è invece indispensabile per controllare l'allineamento dei circuiti a frequenza intermedia e di quelli ad alta frequenza, nonchè per esaminare l'efficienza degli organi di accoppiamento.

Il metodo da seguire è esattamente quello che si è esposto trattando della ricerca sistematica dei guasti con il signal-tracer (« RADIOTECNICA » N. 12 e N. 13, 1951). Si rimanda pertanto a questa trattazione, avvertendo che con il solo generatore di segnali il controllo acustico è affidato all'altoparlante del ricevitore e che ad esso può anche sostituirsi con vantaggio una cuffia, accoppiata ai circuiti a B.F. con un condensatore quando, mancando la riproduzione in altoparlante, ci si vuole accertare delle condizioni di funzionamento degli altri stadi.

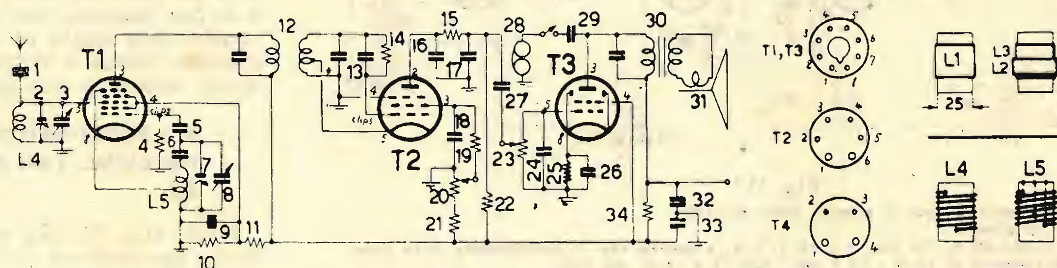


Fig. 118

Fig. 118. — T1 - 6L7; T2 - 77; T3 - 6L6.

1 - 25 pF; 2 - 5÷30 pF; 3 - 140 pF; 4 - 0,1 M-ohm; 5 - 50 pF; 6 - padding; 7 - 5÷30 pF; 8 - 140 pF; 9 - 50.000 pF; 10 - 30 K-ohm, 1/2 W; 11 - 25 K-ohm, 1/2 W; 12 - trasformatore per 467 Kc/s; 13 - 250 pF; 14 - 2 M-ohm, 1/4 W; 15 - 5000 ohm, 1/2 W; 16, 17 - 50 pF; 18 - 50.000 pF; 19 - 0,2 M-ohm, 1/2 W; 20 - 50.000 ohm, a filo; 21 - 0,2 M-ohm, 1/2 W; 22 - 0,1 M-ohm, 1/2 W; 23 - 0,5 M-ohm; 24 - 50 pF; 25 - 150 ohm, 1 W; 26 - 10 micro - F, 30 V; 27 - 10.000 pF; 28 - cuffia; 29 - 20.000 pF; 30 - 2500 ohm, impedenza primaria; 31 - atoparlante magnetodinamico; 32, 33 - 32 micro-F, 350 V; 34 - 2 K-ohm, 2 W.

Dati costruttivi delle bobine.

a) Fig. 117:
L1 - 125 spire, filo smaltato 0,25 mm;
L2 - 60 spire, filo smaltato 0,25 mm;
L3 - 125 spire, filo smaltato 0,25 mm.

b) Fig. 118:
L4 - 10 - 20 - 38 spire, filo 0,7 mm;
L5 - 9 - 16 - 30 spire, filo 0,7 mm;
presa alla 2ª - 3ª - 6ª spira.

180. Anormalità varie riscontrate nel funzionamento dei ricevitori.

Sig. F. Duca, Napoli.

A - Insufficiente potenza di uscita.

Per conoscere le cause di ciò, occorre verificare nell'ordine: le tensioni di alimentazione, i tubi, i circuiti a frequenza acustica ed infine i circuiti compresi tra il rivelatore e l'antenna.

La potenza di uscita è insufficiente quando le tensioni di alimentazione degli anodi, delle griglie schermo e dei riscaldatori dei catodi sono insufficienti Ciò può dipendere anche dalla disposizione errata del circuito di adattamento al valore della tensione di linea (cambio-tensioni).

Se non si può eseguire il controllo sperimentale delle tensioni, è opportuno esaminare anzitutto l'efficienza dei tubi, più specialmente del bidiodo raddrizzatore e dell'amplificatore di potenza. La cosa può avvenire sostituendo momentaneamente altri tubi di sicura efficienza. Per dedurre se l'inconveniente risiede negli stadi a frequenza acustica, può servire un fonorivelatore connesso all'entrata degli stadi. Lo stesso scopo è ottenuto con l'ascolto del rumore provocato dalla mano posta a contatto con la griglia dell'amplificatore di tensione.

Anche un valore eccessivamente elevato della tensione di polarizzazione determina una minore potenza. Particolare menzione meritano i resistori connessi in parallelo ai circuiti d'ingresso dei tubi a B.F. Il valore di questi resistori, che è normalmente compreso fra 0,3 e 10 M-ohm, può risultare notevolmente minore di quello previsto. Risulta quindi minore la tensione di comando. In altri casi può anche aversi una tensione di polarizzazione elevata in conseguenza all'eccessiva corrente che si stabilisce nel circuito di questo resistore.

Anzichè negli stadi a B.F., le cause della scarsa potenza di uscita, possono risiedere negli stadi a frequenza intermedia. I circuiti oscillanti relativi possono risultare infatti disallineati. Il tubo per l'amplificazione della frequenza intermedia, può essere anche in corso di esaurimento.

Per conoscere l'efficienza dei tubi, è sufficiente misurare la caduta di tensione provocata da un resistore di valore noto connesso, per esempio, in serie al catodo o anche, momentaneamente, in serie all'anodo. I dati forniti dal costruttore del tubo circa il valore dell'intensità della corrente ivi esistenti in relazione ai valori delle diverse tensioni di alimentazione, può essere confrontato con il quoziente V/R, ottenuto con questo procedimento.

Infine il convertitore di frequenza ed il circuito di antenna, possono diminuire la potenza di uscita sia per la scarsa efficienza del tubo, sia anche per rilevante disallineamento e per insufficiente lunghezza dell'antenna stessa. Inutile anche avvertire che l'altoparlante ed il trasformatore di uscita richiedono di essere esaminati accuratamente.

B - Anormale funzionamento del regolatore manuale di volume. La potenza di uscita del ricevitore diminuisce ed aumentano le distorsioni quando il regolatore è al massimo.

L'inconveniente ha come causa il valore inadatto del potenziometro che, se costituisce il carico del rivelatore come avviene in questo caso, non può avere un valore superiore a 0,5 M-ohm.

Si dimostra infatti che con un valore più elevato, la rivelazione non segue una legge lineare specie riguardo alla profondità di modulazione.

C - Intercambiabilità dei trasformatori per la frequenza intermedia.

I due trasformatori a frequenza intermedia di cui uno è connesso fra il convertitore di frequenza e l'amplificatore della media frequenza, mentre l'altro è interposto tra questo amplificatore ed il rivelatore, possono essere effettivamente intercambiati, purchè si tenga presente un'avvertenza importante.

L'intercambiabilità è cioè immediata solo nel caso che il rapporto di ciascun trasformatore sia uguale ad 1, nel qual caso i condensatori di accordo dei circuiti oscillanti hanno il medesimo valore. In altri casi il trasformatore connesso tra il convertitore di freq. e l'amplificatore ha un rapporto in salita, mentre quello che precede il rivelatore ha un rapporto in discesa. La ragione risiede nella necessità di effettuare un *adattamento* fra due impedenze di valore diverso. L'intercambiabilità in oggetto può ancora avvenire, purchè si provveda a collegare il primario al posto del secondario e viceversa. Se in un trasformatore si hanno due condensatori di accordo di diversa capacità, per esempio uno da 120 pF ed uno da 200 pF, si ha un rapporto in salita andando dall'avvolgimento con 200 pF a quello con 120 pF. Il trasformatore, che è evidentemente previsto per essere interposto tra il convertitore e l'amplificatore, può anche servire tra quest'ultimo ed il rivelatore connettendo al rivelatore stesso l'avvolgimento con 200 pF. In questo caso il trasformatore risulta avere infatti un rapporto in discesa, come è richiesto dalla diversa impedenza dei due circuiti.

181. A - Indicazione strumentale di accordo.

L'indicazione strumentale di accordo, può essere realizzata connettendo un milliamperometro per c.c. da 10 mA di portata, in serie al circuito di alimentazione dell'anodo dell'amplificatore a freq. intermedia, più precisamente a valle del primario del trasformatore relativo. Tra l'uscita di questo trasformatore e la massa, occorre connettere anche un condensatore da 50.000 pF per escludere dallo strumento le componenti alternate della corrente anodica e per non alterare il carico del tubo.

B - Voltmetro a tubo per tensioni continue.

L'impossibilità di comprendere il condensatore di accoppiamento tra l'anodo del tubo e la griglia del tubo successivo, è risolta molto semplicemente connettendo un adeguato resistore di polarizzazione in serie al catodo del secondo tubo. Si comprende infatti che se si misura una tensione anodica positiva di 50 V, la griglia del tubo successivo riceve una tensione negativa di polarizzazione di 5 V, rispetto al catodo, connettendo in serie al catodo stesso, un resistore atto a provocare tra i suoi estremi una tensione di 55 V.

L'elaborazione di uno schema del genere può avvenire solo se è nota la portata richiesta e ogni altra condizione specifica d'impiego.

182. A - Eccitazione di due altoparlanti elettrodinamici.

Sig. F. Baldi, Cagliari.

Connettendo in parallelo le due bobine di eccitazione da 5000 ohm, ciascuna bobine risulta percorsa da una corrente $I = V/R = 250/5000 = 0{,}054A$, essendo uguale a 250 V la tensione di alimentazione disponibile. La potenza dissipata per l'eccitazione di ciascun altoparlante, è $P = R \cdot I^2 = 5000 \cdot 0{,}05^2 = 12{,}5$ W, quale appunto si richiede per ottenere una potenza modulata di circa 8 W.

Per escludere uno dei due altoparlanti senza alterare il carico dell'alimentatore, occorre sostituire la bobina di eccitazione corrispondente con un resistore da 50.000 ohm, 15 W.

B - Dati caratteristici dei tubi miniatura a riscaldamento indiretto, serie per 6,3 V, costruiti dalla F.I.V.R.E.

I dati caratteristici di questi tubi, verranno riportati nel N. 15 di « RADIOTECNICA ».

183. Tubi a disco.

Sig. M. Carlini, Cagliari.

Si dà il nome di tubi a disco ai poliodi il cui sistema elettrodico è costituito da dischi piani o da cilindri simmetrici.

Il tubo a disco è caratterizzato dal valore ridottissimo del tempo di transito degli elettroni, conseguente alla possibilità di realizzare delle piccole distanze elettrodiche. Oltre a ciò è agevolata la dispersione del calore.

L'impiego normale di questi tubi avviene nel campo delle onde ultra-corte.

Un esame esauriente della loro struttura e delle loro possibilità è svolto da E. D. Mc Arhtur su ELECTRONICS (febbraio 1945).

A Costituzione di massima di un fonogoniometro.

Per rilevare la provenienza di una sorgente sonora è sufficiente ricorrere a due microfoni disposti a breve distanza tra loro su un supporto che consente di orientare entrambi verso la direzione di provenienza del suono. Questa è determinata dal fatto che le tensioni fornite dai microfoni e che sono da intendere opportunamente amplificate, vengono sommate e che la tensione risultante è massima quando le due tensioni sono in fase, cioè quando la sorgente sonora stessa è situata a 90° dalla congiungente dei due microfoni. La differenza di fase che si verifica in ogni altra posizione dipende dalla diversa distanza che intercorre fra ciascun microfono e la sorgente sonora. *

Elenco delle stazioni mondiali ad onda corta

(L'asterisco distingue le stazioni che trasmettono attualmente)

7280	41.21		*Moskva	U.R.S.S.
7280	41.21	GWN	*London	Inghilterra
7280	41.21		Paris	Francia
7270	41.25		*Tanger	Tangeri
7270	41.25		*Moskva	U.R.S.S.
7260	41.32		*URSS	U.R.S.S.
7260	41.32		*Kobenhavn	Danimarca
7260	41.32	GSU	*London	Inghilterra
7250	41.38		*Muenchen 4	Germania
7255	41.36		*Sofia	Bulgaria
7245	41.44		*Wien	Austria
7245	41.44		*Moskva	U.R.S.S.
7240	41.43		*U.S.A.	U.S.A.
7240	41.43		*Paris	Francia
7230	41.49	GSW	*London	Inghilterra
7230	41.49		*Radio Nacional	Spagna
7225	41.52		*Moskva	U.R.S.S.
7220	41.56		*Budapest	Ungheria
7215	41.58		Rabat	Marocco Fr.
7215	41.58		*Tanger 10	Tangeri
7210	41.61	GWL	*London	Inghilterra
7210	41.61		*U.S.A.	U.S.A.
7205	41.65		*Warszawa 3	Polonia
7200	41.67		*Moskva	U.R.S.S.
7200	41.67	GWZ	*London	Inghilterra
7200	41.67		Tanger	Tangeri
7185	41.75	GRK	*London	Inghilterra
7180	41.77		*Moskva	U.R.S.S.
7175	41.80		*Moskva	U.R.S.S.
7165	41.82		*URSS	U.R.S.S.
7160	41.84	EDV10	*R. Murcia	Spagna
7160	41.84		*Paris	Francia
7155	41.94	VUD	*Delhi	India
7150	41.95	GRT	*London	Inghilterra
7150	41.95		*URSS	U.R.S.S.
7145	41.99		*Koenigswusterh.	Germania
7140	42.03		*R. Ceu	Madrid
7135	42.05		London	Inghilterra
7125	42.08		*R. Tanger	Marocco Sp.
7120	42.12	GRM	London	Inghilterra
7120	42.12		*Budapest	Ungheria
7115	42.18		*URSS	U.R.S.S.
7110	42.19	IRAI	*Roma	Italia
7100	42.25		*Moskva	U.R.S.S.
7095	42.27	YI5KG	*Baghdad	Iraq
7050	42.55		*Thessaloniki	Grecia
7040	42.62		Makronissos	Grecia
7035	42.64	EAJ3	*Valencia	Spagna
7020	42.74	EAJ9	*Malaga	Spagna
7003	42.83	FET1	*Valladolid	Spagna
6980	42.98		*URSS	U.R.S.S.
6960	43.10	YNEQ	Managua	Nicaragua
6840	43.86	EPB	*Shiraz	Iran
6830	43.92	4XB31	*Tel Aviv	Israele
6825	43.96		*Tashkent	U.R.S.S.
6780	44.15	SUR	Cairo	Egitto
6760	44.39	YNVP	Managua	Nicaragua
6760	44.39		Thessaloniki	Grecia
6720	44.62		*Tel Aviv	Israele
6700	44.82	TIEP	San Jose	Costa Rica
6625	45.20	COCQ	*La Habana	Cuba
6600	45.45		*URSS	U.R.S.S.
6570	45.60	HC2VP	Quito	Equatore
6550	45.81	TGWB	Guatemala	Guatemala
6465	46.40	YNZZ	*Managua	
6450	46.51	COHO	*La Habana	Cuba
6440	46.56	TGWB	Guatemala	Guatemala

*



A-B-C RADIO COSTRUZIONI

Milano - Via Tellini, 16 - Telef. 92294

Offerta speciale per i dilettanti FM e TV



Ricevitore tipo FM 61/R

- Ricevitore per onde modulate in frequenza: gamma 86 - 105 Mc/s
- Complessivamente 7 valvole
- Potenza uscita 3,5 watt
- Alimentazione interna a trasformatore
- Altoparlante esterno (non compreso nel prezzo)

Prezzo Lire 26.000
(netto imposta I. G. E.)

Spedizione in contrassegno o contro pagamento anticipato

Corrispondenza con i lettori

P. SOATI

In questa rubrica si risponde soltanto a coloro ai quali non sia stato risposto direttamente, ed in qualche caso, quando si abbia ragione di temere un disguido postale, per confermare una risposta già inviata per posta.

Sig. G. COLI - Sez. Radio, Asmara.
Ho risposto direttamente alla sua lettera per via aerea; resto quindi in attesa di sue notizie e frattanto le porgo i migliori auguri.

Sig. Marc. BRUZZONE G. - Port Layutey.
Ho ricevuto la sua lettera dal Marocco e le sono molto grato per la manifestazione di fiducia verso la rivista. Quanto ci chiede in parte è già stato trattato nei numeri che troverà al suo rientro in Italia, in parte sarà trattato ampiamente nei numeri prossimi. Sempre a sua disposizione e dei suoi colleghi verso i quali sono certo non mancherà di fare buona propaganda, Le porgo i più cordiali saluti.

Sig. 1° Marc. DE BESI - m/n « Italia ».
Ho provveduto ad inviarle immediatamente il numero mancante. Le ho pure inviato lo schema che le interessava. Appena avrà potuto realizzare la costruzione dell'apparecchio gradirò volentieri una fotografia per pubblicarla. La ringrazio per gli auguri che ricambio anche a nome dei miei famigliari e della redazione.

Sig. Uff. FELLUGA - Ceylon.
Tutta la sua corrispondenza ci è pervenuta regolarmente ed in merito le ho risposto direttamente. Nel ringraziarla sentitamente la saluto cordialmente.

Sig. ROSSI M. - Rio Janeiro.
Ho provveduto a spedirti mensilmente sei copie della rivista come plico raccomandato con inizio dal n. 13. La spedizione viene effettuata direttamente da Genova alla partenza del piroscafo. Nel ringraziarti per l'ottima propaganda a favore di RADIOTECNICA resto a tua completa disposizione per le pubblicazioni che ti interessano e che spedirò con lo stesso mezzo. Ti saluto caramente.

Sig. Ten. Aer. CORRAZZIARI A. - Roma.
Nel ringraziarla sentitamente per la preferenza che ha voluto riservare a RADIOTECNICA le comunico che per stampe raccomandate le sono stati spediti i numeri arretrati richiesti, mentre è stato dato regolare corso all'abbonamento. Voglia gradire i miei ossequi.

Sig. FRESE U. - Cas. G. Fin.
Ho provveduto a spedirle il numero richiesto e i dati che le interessavano. Resto sempre a sua completa disposizione ed in attesa di conoscere i risultati ottenuti che mi auguro siano ottimi. Gradisca i miei più cordiali saluti.

Sigg. Ten. MANIACCO E., Ardenza - M.llo ROTUNNO S., Riardo - Ing. QUERZOLI, Bologna - SPIRIDIGLIOZZI M., Chiavari - Ing. CAVALI N., Alessandria - M.llo FRESCHI M., Maripost - LAB. GRAZIANO, Bergamo - CERATTO G., Torino - SIRTORI F., Lissone - ZANTEDESCHI V., Fane Prun - SASSI G., Bologna - CASALE F., Somma Lombardo - CECCHIA A., Viterbo - CUZZONI C., Milano - GORNATI A., Desio - SILVESTRI A., Lerici - POMETTI A., Firenze - CRAGLIETTO C., Mestre - MICCOLIS C., Correggia - DI PISA A., Alessandria - MARTA A., Ivrea - TARANTINO C., Morano C. - PIOL G., Trieste - SAJEVA O., Milano - PACE G., Campo Trens - MASTROENI D., Catania - FAIT R., Rovereto - GIOVANNINI E., Torino - CARDUCCI M., Roma - BOSSO M., Torino - GRUGNI E., Abbiategrasso - ADONE N., Trieste - CAPONI G., Malpensa - BROCCA A., Pavia.
Nel ringraziare per la nuova prova di fiducia verso la rivista, assicuro che è stato dato corso al rinnovo e porgo i miei ossequi.

Sig. CHIARINI P. - Grignasco.
Se i tubi che le interessano non riuscirà a trovarli sul mercato e presso qualche conoscente potrà sostituirli con i tipi DG7 e DG9 provvedendo alla sostituzione degli zoccoli. La saluto cordialmente.

P. BIAMONTI A. - Napoli.
La sua lettera mi è giunta veramente gradita e unitamente al Sig. Termini che le ha risposto direttamente ringraziandola, le porgiamo i nostri ringraziamenti ed ossequi.

Sig. TRICARICO G. - Bari.
Potrà sostituire le valvole 77 con la 6SJ7GT, la 78 con la 6SK7GT, la 75 con la 6SQ7GT, la 42 con la 6V6GT. L'unica modifica da apportare è la sostituzione degli zoccoli che debbono essere del tipo octal; per sostituire la 42 è necessario portare la resistenza di carico a 5000 ohm (per la 42 tale valore è di 7000 ohm). Cordiali saluti.

Sigg. Ing. COSENTINO G., Milano - IMHOF R., Milano - HOFMANN F. P., Monguelfo - Ing. GIACCHI S., Ferrara - Dott. SINATRA G., Palermo - WILLY S., Solda - GABINETTO VIEUSSEUX, Firenze - LAURINI P., Firenze - Cav. GIOVENALE M., Roma - CANNAVANETTA G., Galliate - CHIATELLINO L., Torino - PARACHINI L., Torino - FIRGENI G., Bergamo - SIGNORINO L., Torino - REA I., Roma - BITTESIMO A., Lucinico - CASARI G., Camposanto - SAMORY G., Modigliana - RECH F., Bressanone - CRIVELLI G., Vercelli - CORASANTI, Bari - SCARAMUCCI G., Bologna - GARROSIO G., Milano - VISCARDI P., Torre B.
Ringraziando sentitamente per la loro gradita adesione alla nostra rivista, assicuro che è stato dato corso all'abbonamento e porgo i miei ossequi.

Sigg. P. I. SORRENTINO B., Catanzaro - BRUNETTI P., Pesaro.
Ho passato immediatamente le loro richieste agli interessati che spero siano state evase. Distinti saluti.

Sig. MARCELLI G. - Roma.
Effettivamente è in commercio un tipo di carbone in flaconi il quale si può applicare con una certa facilità nei potenziometri difettosi per eliminarne il caratteristico fruscio. Per il fissaggio delle bobine ad A. F. può utilizzare una soluzione di polistirene che si trova facilmente in commercio. Cordiali saluti.

Sig. BORELLO R. - Genova.
Nel caso le sue ricerche non abbiano raggiunto lo scopo mi scriva e con piacere mi rivolgerò alla ditta interessata per le informazioni che le necessitano. Cordialità.

Sig. FERRARI G. - Bergamo.
Appena mi sarà possibile non mancherò di farle pervenire le informazioni che le interessano. Per la spedizione della rivista è stato provveduto regolarmente. Voglia gradire i più distinti saluti.

Sigg. MODOLO G., Venezia - DI GIACOMO E., Salerno - CAFARELLI N., Popoli - VALCARENGHI G., Cremona - ROSATI E., Falconara - POZZI P., Sanremo - TORRIERO C., Roccasecca CERAGIOLI G., Parma - MIGLIORINI G., Taranto - CREMASCOLI R., Varese - CAMPANI G., Domodossola - BENINATI F., Staz. Radio S. G. - SALERNO N., Roma - BERNABE G., Rimini TRAMEZZANI F., Saronno - VALLI U., Montebelluna - FACCHINETTI L., Venezia - IMPERIO E., Andorno M. - Cap. L. BORZILLO, Legino - Dott. DELL'AQUILA, Laterza.
I numeri richiesti sono stati spediti regolarmente. Ringraziamenti e cordiali saluti.

Sig. TRAVERSI G., profugo all.
È stato provveduto alla immediata spedizione dei numeri mancanti. Nel porgerle i migliori auguri di un prossimo ritorno alla sua località di residenza la saluto cordialmente.

FRANCESCHI G. - Genova.
Due 807 in classe AB_2 permettono di modulare al cento per cento, se usate per servizi intermittenti come quello delle comunicazioni fra pescherecci, un amplificatore a RF che richiede da una potenza di eccitazione di 240 watt (questi precisa la Casa costruttrice). La tensione anodica massima usabile in tale tipo di servizio è di 750 V, però le consiglio di non oltrepassare i 600 V. Cordialità.

Sigg. COSTANZO C., ANTONIOLI G., Rovigo PERONI A., Brisighella.
È stato provveduto per la spedizione secondo il desiderio espresso. Cordialmente.

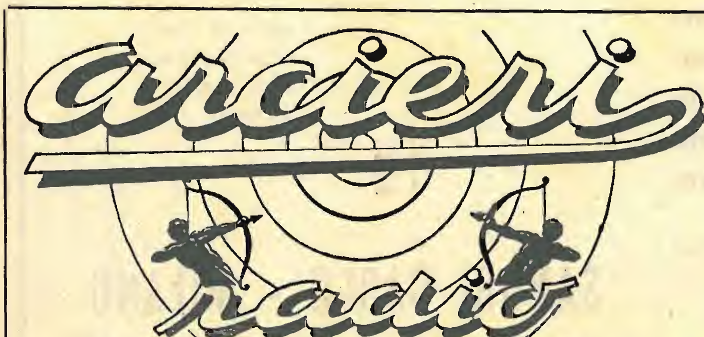
Sigg. SIGNORINI L., Torino - CAPELLINI Z., Venezia.
Nel ringraziare per la loro adesione e per le frasi di approvazione per la nostra opera colgo l'occasione per porgere i migliori auguri ed i più cordiali saluti.

Sigg. Marc. AMBROGI G., Geom. ROBERTI N., Roma - SANGUINETI M., BARBIERI S., Genova - RIBAUDO G., Torino - CARLETTI N., Taranto DE PISO T., Palermo - Ing. BARONI G., Napoli.
La loro corrispondenza era priva di indirizzo; prego volerlo comunicare affinchè mi sia possibile dare immediatamente una risposta diretta. Grazie e distinti saluti.

◇ ◇ ◇

Ringrazio vivamente e contraccambio di cuore i voti augurali pervenutimi.

G. TERMINI



IL MIGLIOR MATERIALE RADIO A PREZZI ONESTI

MOBILI DI PRODUZIONE PROPRIA

RADIOTECNICI E RIVENDITORI! Nel Vostro interesse richiedete il nuovo listino a:

ARCIERI RADIO - MILANO - C.so Lodi 23 - Tel. 58.14.14

Autorizz. Trib. di Milano N. 2072 ● Direttore Responsabile: GIUSEPPE TERMINI ● Arti Grafiche A. Gorlini - Milano

L' Avvolgitrice di A. TORNAGHI

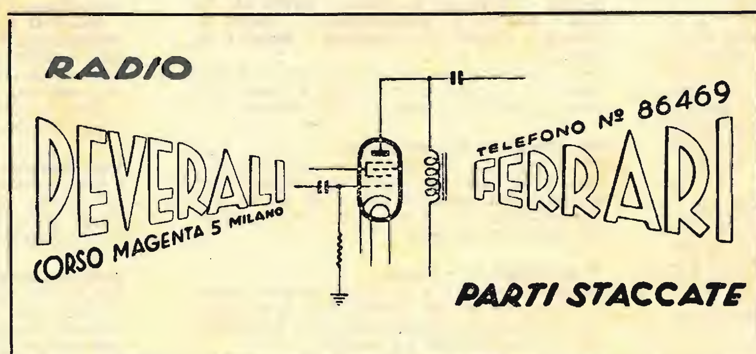
Costruzioni trasformatori industriali di piccola e media potenza - Autotrasformatori
Trasformatori per radio - Riparazioni
Trasformatori per valvole "Rimlock„

Milano - Via Termopili, 38 - Telefono 28.79.78

TRASFORMATORI ED AUTOTRASFORMATORI DI QUALUNQUE TIPO E POTENZA

Autoradio "AUTOVOX"

Radio Prodotti "GELOSO"



Assistenza Tecnica

Riparazioni - Cambi

COMUNICATO

ATTENZIONE ALLE IMITAZIONI ! La Ditta costruttrice dei prodotti SABA informa la sua affezionata clientela che in questi ultimi tempi si sono avute da parte di altri costruttori delle imitazioni riguardanti il ben noto gruppo Mikron 2 G. e Fono con commutatore a contatti striscianti.

Si avverte pertanto che oltre alle numerose referenze di buon funzionamento pervenute e alla speciale accuratezza che distingue particolarmente i prodotti SABA da altri similari, il gruppo Mikron è facilmente distinguibile in quanto esso è confezionato nella sua originale scatoletta riportante tutti i dati necessari e la dicitura SABA Mikron.

"....I prodotti SABA rispettano il miglior criterio di costruzioni radioelettriche„

Provateli ! Richiedeteli presso i nostri concessionari regionali.

Gruppo A.F. - 2 gamme e fono in piccole dimensioni - Commutatore a contatti striscianti in bronzo fosforoso argentati - Supporti bobine in polistirolo con nuclei ferromagnetici su onde medie.



Gruppo A. F. 2 - Mikron

OM = 190 ÷ 580 m
OC = 16 ÷ 52 m
Cond. variabile
2 x 465 pF.

SANDRI CARLO - MILANO
VIA R. SERRA, 2 - TELEF. 99.03.09

V-M TRI - O - MATIC

CAMBIADISCHI AUTOMATICI AMERICANI 3 VELOCITÀ

$33\,^{1}/_{3}$ • 45 • 78

GIRI AL MINUTO

Semplici - Perfetti - Facili ad usarsi



MOD. 950 - per montaggio in mobile

MOD. 955 - montato su base metallica

MOD. 170 - montato in valigia ricoperta in pelle con amplificatore e 2 altoparlanti

PICK-UP
a doppia testina girevole, puntine di durata illimitata, adatte a suonare qualunque disco

★

COMPLETAMENTE AUTOMATICI
per l' uso di dischi di ogni tipo, normale e a micro solco e di ogni grandezza

★

CAPACITÀ
suonano sino a 12 dischi da 25 cm. o 10 da 30 cm. da $33\,^{1}/_{3}$ o 78 giri al minuto, oppure dischi da 25 e 30 cm. della stessa velocità frammisti

★

ADATTABILI
su qualsiasi radiofonografo col massimo rendimento. Foggia e tinte studiate per armonizzare sia su mobili antichi che moderni.

In vendita presso i migliori negozi Radio

Cias

CIAS TRADING COMPANY
COMPAGNIA ITALO AMERICANA SCAMBI
Via Malta, 2-2 - GENOVA - Telef. n. 56.072

Direzione Commerciale: **M. CAPRIOTTI**

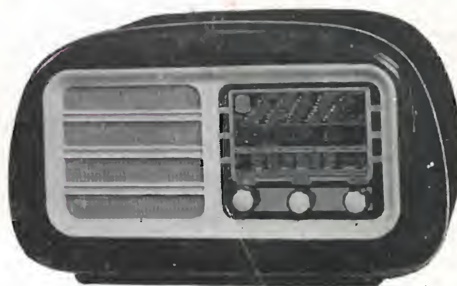
MILANO
Largo La Foppa 6 - Tel. 631158

F. A. R. E. F.

TORINO
Via S. Domenico 25 - Tel. 520779



Mod. GEMMA / S2
Supereterodina 5 Valvole Rimlock (UCH42 - UF41 - UBC41 UL41 - UY41) - 2 gamme d'onda - Dim. 25x10x15 - In 5 colori
L. 14.500



Mod. FP2/E AVORIO P
Supereterodina 5 Valvole Rimlock - (ECH42 - EF41 - EBC41 EL41 - AZ41) - 2 gamme d'onda e fono - Dimensioni 46x26x23
L. 17.200



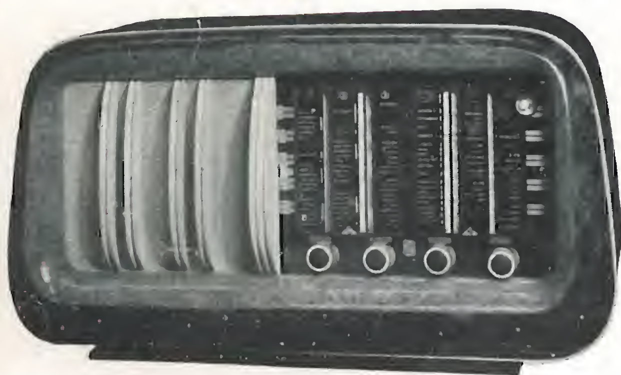
Prima di fare i vostri acquisti interpellateci. Troverete materiale di ottima qualità a prezzi di assoluta concorrenza. Su richiesta inviamo listino prezzi N. 4



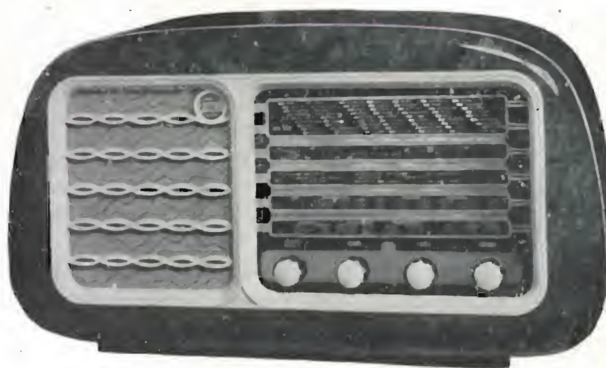


Mod. STELLA
Radioricevitore a 3 valvole Rimlock (UF41 - UL41 - UY41) a reazione fissa - antenna automatica - alimentazione ad autotrasformatore - altoparlante magnetodinamico in alnico V
Dimensioni 18 x 16 x 12
Completo di valvole e mobile **L. 9.930**
(Sezione "B" per i partecipanti al CORSO ; descritto nel N. 16 di "Radiotecnica)

Questi modelli di scatole di montaggio vengono forniti completi di valvole e mobili con uno sconto speciale del 5% ai lettori di questa Rivista, per pagam. contanti o contrassegno.



Mod. FG04 AMBRA
Supereterodina 6 Valvole Octal compreso occhio magico, 4 gamme d'onda e fono - Dimensioni 66x35x26
L. 23.850



Mod. FG4 AVORIO
Supereterodina 5 Valvole Octal 4 gamme d'onda e fono
Dimensioni 65x35x25
L. 21.000